TV
l'antenna
ANNO XLI - GENNAIO 1969 - Gruppo III
NUMERO
1
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
LIRE 500

SEDE DELLA SOCIETÀ

Ing. S. & Dr. GUIDO
BELOTTI
PIAZZA TRENTO 8
20135 MILANO

Posta : 20135 - MILANO
Telefoni : 54.20.51 (5 linee)
(Prefisso 02) 54.33.51 (5 linee)
Telex : 32481 BELOTTI
Telegrammi: INGBELOTTI - MILANO

C.P.
GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09 - 16121
ROMA - VIA LAZIO 6 - TELEFONI 46.00.53/4 - 00187
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79 - 80133

STRUMENTI

Fig. 2 - Wattmetro campione

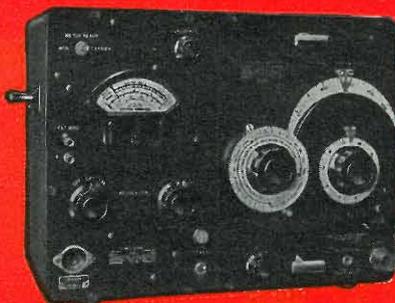



Fig. 3 - Generatore segnali campione

Fig. 4 - Misuratore di isolamento

PER MISURE ELETTRICHE

Fig. 5 - Oscilloscopio

Fig. 6 - Contatore campione

Fig. 7 - Ponte per misure di resistenza

"VARIAC®" VARIATORI DI TENSIONE ALTERNATA

Fig. 8 - Galvanometro

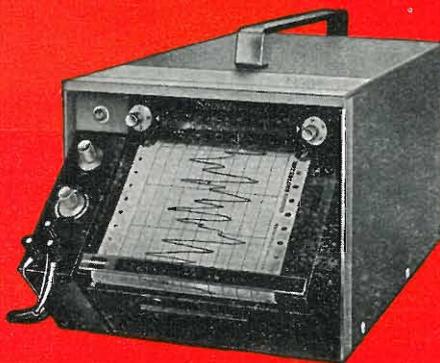



Fig. 9 - Registratore

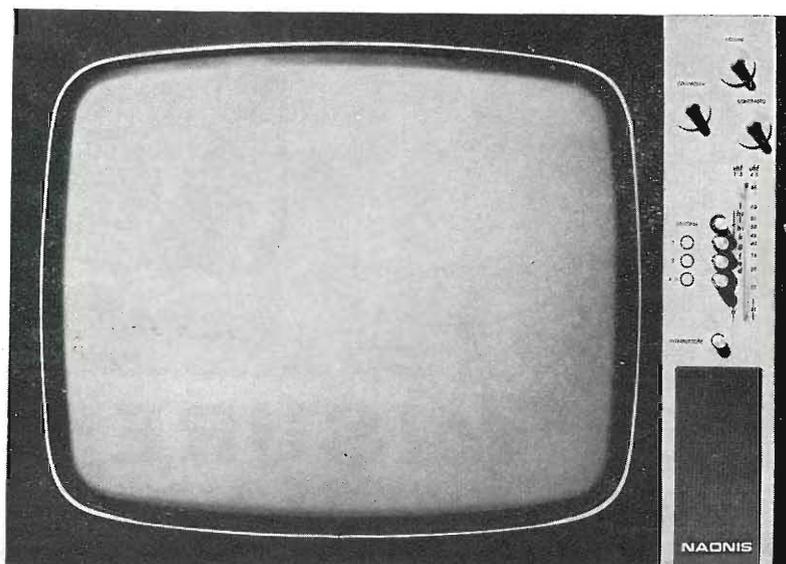
Fig. 10 - Variatore di tensione VARIAC ®

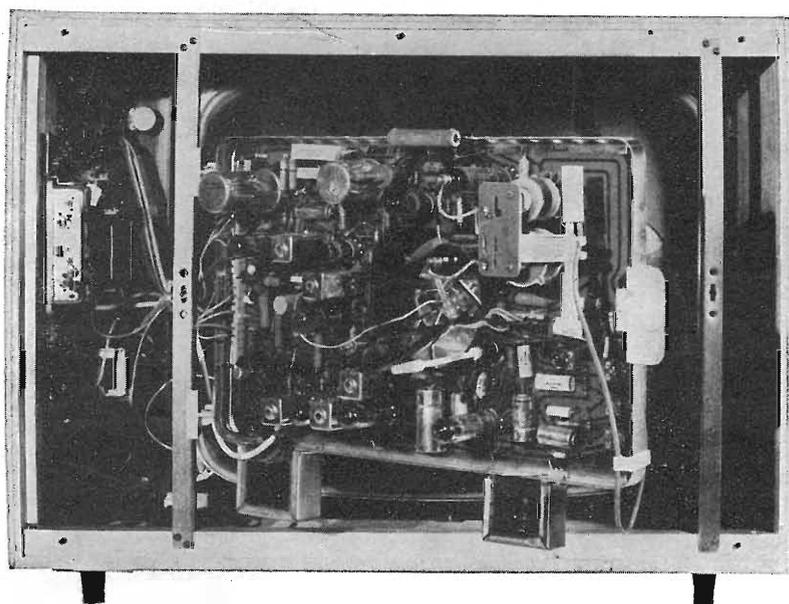
Fiera di Milano 1969 - Stand 33195 - Padiglione elettrotecnica

COME PREFERITE VENDERLO ?

RGM N 6

PER LA SUA BELLEZZA...

vi sarà facile. L'estetica dei televisori Naonis è attentamente curata perchè possano diventare parte integrante di qualsiasi arredamento, tradizionale o moderno. Una vernice speciale protegge il mobile dalla polvere, dai liquidi, dalle graffiature. Nella foto, il Naonis KN 723 da 23 pollici.

O PER IL SUO CONTENUTO?

vi sarà altrettanto facile. Per esempio, lo sapete che in ogni tv Naonis il **telaio è estraibile** perchè è monoblocco, montato su cerniere e collegato alle altre parti dell'apparecchio solo con spine multiple? Lo si può quindi estrarre facilmente e presto, con evidente comodità nelle manutenzioni. E' uno dei tanti particolari in più per vendere di più.

NAONIS

10 modelli di televisori da 11 - 17 - 19 - 23 pollici, normali e portatili

Editrice IL ROSTRO

20155 **MILANO**

Via Monte Generoso 6/a Tel. 321542 - 322793

Listino provvisorio

SCHEMARIO TV

I serie 1954	L. 4.000	XIV serie 1962	L. 4.000
II serie 1955	» 4.000	XV serie 1962	» 4.000
III serie 1956	» 4.000	XVI serie 1963	» 4.000
IV serie 1957	» 4.000	XVII serie 1963	» 4.000
V serie 1958	» 4.000	XVIII serie 1963	» 4.000
VI serie 1958	» 4.000	XIX serie 1964	» 4.000
VII serie 1959	» 4.000	XX serie 1964	» 4.000
VIII serie 1959	» 4.000	XXI serie 1964	» 4.000
IX serie 1960	» 4.000	XXII serie 1965	» 4.000
X serie 1960	» 4.000	XXIII serie 1965	» 4.000
XI serie 1961	» 4.000	XXIV serie 1965	» 4.000
XII serie 1961	» 4.000	XXV serie 1965	» 4.000
XIII serie 1962	» 4.000	XXVI serie 1966	» 4.000

SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXVII	serie 1966	L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXVIII	serie 1967	L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXIX	serie 1967	L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXX	serie 1968	L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXI	serie 1968	L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXII	serie 1968	L. 5.500

SCHEMARIO TV - XXXIII (con note di servizio - 1° aggiornamento) L. 5.500

SCHEMARIO REGISTRATORI: 1ª serie . . L. 4.000
2ª serie . . » 4.000
3ª serie . . » 4.000

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI - 8 volumi . . . . » 24.000

CORSO TV IN BIANCO E NERO (sono usciti 5 volumi) . . . . **cadauno** » 3.000

E. Grosso
VIDEO SERVICE TVC . . . . » 14.000

C. Favilla
GUIDA ALLA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI TV . . . . » 2.500

A. Haas
MISURE ELETTRONICHE . . . . . . » 4.500

A. Nicolic e G. Nicolao
ALTA FEDELTA' . . . . » 7.000

F. Ghersel
I TRANSISTORI - Principi e applicazioni . » 11.000

P. Soati
AUTORADIO . . . . » 5.200

P. Nucci
L'ELETTRONICA INDUSTRIALE... NON E' DIFFICILE . . . . » 5.000

A. Susini
VADEMECUM DEL TECNICO ELETTRONICO » 3.600

A. Nicolich
LA RELATIVITA' DI ALBERT EINSTEIN . » 500

P. Soati
TV - SERVIZIO TECNICO . . . . . . » 3.800

E. Aisberg
IL TRANSISTORE ?
è una cosa semplicissima . . . . . . » 1.900

G. Kuhn
MANUALE DEI TRANSISTORI - Vol. 1° . » 2.500
Vol. 2° . » 2.500

D. Pellegrino
TRASFORMATORI . . . . L. 2.500

A. Colella
DIZIONARIO ITALIANO-INGLESE e INGLESE-ITALIANO . . . . » 9.000

V. Banfi, M. Lombardi
PROBLEMI DI RADIO ELETTRONICA . . » 3.300

P. Soati
LE RADIOCOMUNICAZIONI . . . . . » 2.600

F. Fiandaca
DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA TEDESCO-ITALIANO . . . . » 6.000

A. Nicolich
LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE IN TELEVISIONE . . . . » 3.300

A. Niutta
TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI A GRANDE DISTANZA . . . . » 4.800

G. Mannino Patanè
ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA . . » 500

D. Pellegrino
BOBINE PER BASSE FREQUENZE . . . » 500

P. Soati
CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI . . . . » 350

G. Termini
INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI nella struttura e nelle parti dei moderni ricevitori . . . . » 500

G. Nicolao
LA TECNICA DELLA STEREOFONIA . . » 2.300

F. Ghersel
I RICEVITORI DI TV A COLORI . . . . » 3.000

H. Schreiber
TRANSISTORI . . . . » 1.500

N. Callegari
RADIOTECNICA PER IL LABORATORIO . » 3.000

A. Six
RIPARARE UN TV? E' UNA COSA SEMPLICISSIMA . . . . » 2.100

H. G. Mende
RADAR . . . . » 650

P. Soati
METEOROLOGIA . . . . » 350

A. Pisciotta
TUBI A RAGGI CATODICI . . . . . . » 450

A. Pisciotta
PRONTUARIO ZOCCOLI VALVOLE EUROPEE . . . . » 1.000

A. Marino
CORSO DI TECNICA FRIGORIFERA . . » 5.800

COLLANA DI RADIOTECNICA

di R. Wigand e H. Grossman . . . . . L. 3.000

COLLANA DI TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE

di R. Wigand e H. Grossmann . . . . . » 3.800

A. HAAS **MISURE ELETTRONICHE**

Volume pag. VIII + 320 con 320 fig. formato 17x24 cm

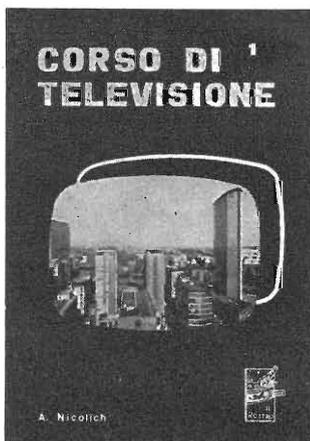
L. 4.500

Molto sentita è la necessità di un'opera, che tratti il vasto e interessante argomento delle misure elettroniche, nel quale s'imbatte continuamente il tecnico radio-TV nell'espletamento del suo lavoro quotidiano. Per trovare un'opera preziosa in proposito, bisogna risalire nel tempo fino al magnifico lavoro intitolato « Misure Radiotecniche » del Maestro Pession, ma tale opera è scomparsa da molti anni per esaurimento dell'ultima edizione. Il nuovo volume « MISURE ELETTRONICHE », di attuale pubblicazione da parte della Casa Editrice « Il Rostro », aggiunge alla trattazione degli argomenti classici, quella delle nuove misure (ad es. sui semiconduttori).

Il volume dell'A. Haas, tradotto in italiano da un valente specialista, comprende 7 capitoli, nei quali le misure elettroniche sono così trattate:

Cap. I - Principi fondamentali delle misure
Cap. II - Misure di grandezze elettriche
Cap. III - Misura dei componenti passivi
Cap. IV - Misure sui tubi elettronici
Cap. V - Misure sui dispositivi semiconduttori
Cap. VI - Misure sugli amplificatori
Cap. VII - La stabilizzazione degli alimentatori

Il volume è indispensabile al tecnico di laboratorio, al riparatore radio-TV, al progettista di apparecchiature elettroniche industriali (calcolatori, automazione ecc.) e allo studente di elettronica.

Editrice IL ROSTRO - 20155 MILANO - Via Monte Generoso 6/a - Tel. 321542 - 322793

CORSO DI TELEVISIONE
IN BIANCO E NERO

in 11/12 volumi corredati di numerose figure e schemi
formato 17x24 cm L. 3.000 al volume

Nel 1952 la Casa Editrice « Il Rostro » pubblicava il 1° Corso Nazionale di TV, al quale arrise un brillantissimo successo con vasta risonanza anche all'estero. E' da tempo esaurita l'ultima edizione di detto Corso teorico pratico; le continue richieste da parte di scuole di elettronica, di industrie TV e di privati, hanno indotto « Il Rostro » ad una nuova edizione e ne ha affidato l'incarico ad un anziano esperto, che ha preferito rifare quasi completamente l'opera, aggiornandola con l'aggiunta dell'impiego dei transistori in TV, eliminando vecchi schemi superati e sostituendoli coi più recenti delle più rinomate Case mondiali fabbricanti di televisori.

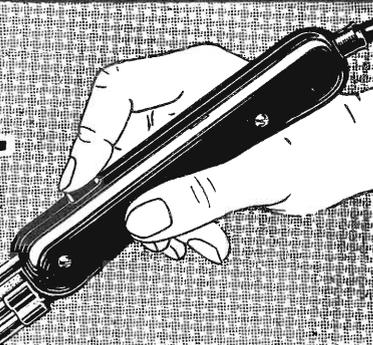
Il nuovo Corso comprende una vasta casistica della ricerca guasti, i ben noti problemi « quiz » e numerosi esercizi svolti, alla fine di ogni volume. Infine, i più preparati analiticamente, troveranno in esso trattazioni teoriche di alcuni argomenti, che solo in tal modo possono essere completamente compresi.

Gli 11/12 volumi di televisione in bianco e nero, accanto agli 8 volumi del « Corso di TV a colori » pure edito da « Il Rostro », costituirà un trattato moderno e completo di TV, che arricchirà la biblioteca del radiotecnico, di cui diverrà consigliere indispensabile.

Editrice IL ROSTRO - 20155 MILANO - Via Monte Generoso 6/a - Tel. 321542 - 322793

"PROFESSIONAL SIX"
GIRADISCHI AUTOMATICO Hi-Fi

Motore schermato a 6 poli
Piatto di materiale amagnetico ∅ 296 mm - peso 3 Kg - con tappeto di gomma antistatica
Braccio tubolare - bilanciato staticamente - con testina sfilabile
Regolazione del peso puntina da 0 a 5 g
Dispositivo di compensazione coppia di pattinamento (antiskating)
Dispositivo di discesa frenata del braccio (cueing)
Regolatore della velocità di rotazione, a mezzo di stroboscopio incorporato, entro ± 3%
Piastra portante antirisonanza in pressofusione
Perno ruotante con il piatto
Vobulazione: ± 0,06%
Rapporto segnale-disturbo lineare: > 39 dB
Rapporto segnale-disturbo psofometrico: > 64 dB
Peso: 9 Kg
Dimensioni: 37 x 32 x 20 cm

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - VIA BERGAMO 21 - 20135 MILANO
LESA OF AMERICA - NEW YORK • LESA DEUSCHLAND - FREIBURG i/Br • LESA FRANCE - LYON • LESA ELECTRA - BELLINZONA

E' uscito:

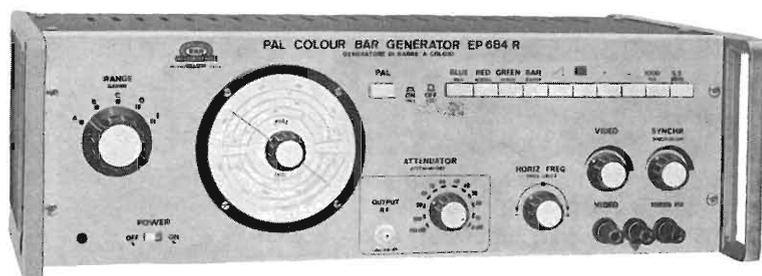
SCHEMARIO TV XXXV SERIE

con note di servizio

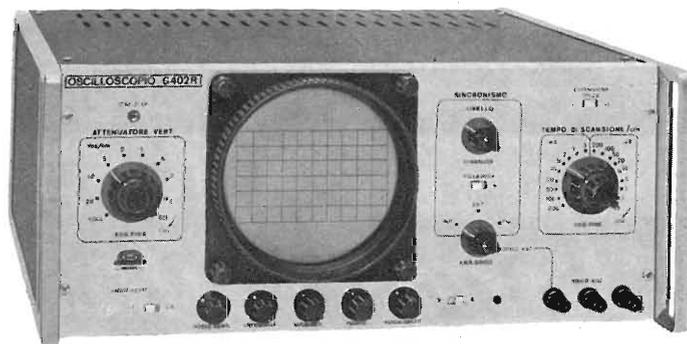
traduzione in lingua italiana delle note di servizio e diciture di schemi delle case estere

PREZZO L. 5.500

EDITRICE IL ROSTRO - MILANO
Via Monte Generoso 6/a - Tel. 32.15.42

Le più recenti realizzazioni per la TV A COLORI

GENERATORE DI BARRE A COLORI EP 684R

SEZIONE VIDEO
Segnali di colore: 6 barre verticali (giallo-ciano-verde-porpora-rosso-blu).
Reticolo: 12 linee orizzontali, 15 verticali.
Scala dei grigi: inseribile.
Frequenza sottoportante di crominanza: 4,43362 MHz (ottenuta da un oscillatore a quarzo) $\pm 10^{-5}$.
SEZIONE SUONO
Frequenza della portante audio: 5,5 MHz ± 0,2 %.
Modulazione di frequenza: 50 KHz a 1 KHz.
SEZIONE RF modulata in ampiezza dal segnale video e suono.
Portanti a RF: 1ª gamma 50÷70 MHz - 2ª gamma 70÷105 MHz - 3ª gamma 160÷230 MHz - 4ª gamma 460÷610 MHz - 5ª gamma 600÷900 MHz.
Tensione d'uscita: > 10 mV su 75 Ohm.
Attenuatore: > 80 dB regolabili con continuità.

OSCILLOSCOPIO 5 "TRIGGERED" G 402 R

AMPLIFICATORE VERTICALE
Sensibilità: 50 mVpp/cm.
Risposta di frequenza: dalla c.c. a 10 MHz (3 dB a 7 MHz).
Attenuatore: tarato in mVpp/cm regolazione continua ed a scatti (9 posizioni).
Calibratore: consente di tarare l'amplificatore verticale direttamente in Vpp/cm tramite un generatore interno ad onda rettangolare con un'ampiezza di 1 Vpp ± 2 %.
ASSE TEMPI
Tipo di funzionamento: ricorrente e comandato.
Portata: da 200 ms/cm a 0,5 µsec/cm in 18 portate.
Sincronizzazione: interna, esterna ed alla frequenza di rete, con polarità negativa e positiva e con possibilità di regolazione continua.
TUBO A R.C.: da 5" a schermo piatto, traccia color verde e media persistenza.
Reticolo con possibilità di illuminazione.

A
H M

della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) □ Telefono: 9150424/425/426 □

ANNO XLI **1**

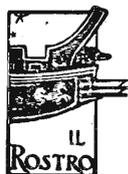
GENNAIO 1969 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

Direttore responsabile Alfonso Giovene

SOMMARIO

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici pubblicitari

VIA MONTE GENEROSO 6/a - 20155 MILANO - Telefoni 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *"l'antenna"* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500, l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000, estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Concessionaria per la distribuzione in Italia: Diffusione Milanese - Milano - Via Taormina, 28 - Via Cufra, 23 - Tel. 6883.407 - 6883.417
Autorizz. del Tribunale di Milano 9-9-1948 n. 464 del Registro - Tipografia Edizioni Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi 6

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

20121 MILANO
via Moscova 40/7
Telefoni 667.326 - 650.884

00161 ROMA
Via F. Redi 3
Telefono 84.44.073

Generatore di barre a colori mod. GB 668

OMOLOGATO ANCHE IN GERMANIA PER IL SERVIZIO ASSISTENZA

Il Generatore di barre a colori mod. GB 668 è stato realizzato con il preciso intento di soddisfare pienamente tutte le esigenze per l'assistenza e l'installazione dei televisori a colori sistema PAL norme CCIR e in bianco-nero.
Fornisce tutti i segnali standard necessari per la messa a punto e regolazioni e può essere pertanto vantaggiosamente impiegato anche in laboratorio o come posto di collaudo parziale o finale in catene di montaggio.

Totalmente transistorizzato, di ridotto ingombro e molto maneggevole si rende indispensabile come corredo di normale attrezzature per il tecnico installatore per la regolazione della convergenza e prova del funzionamento del televisore installato.

Molto utile anche nei negozi di vendita per la dimostrazione pratica della ricezione in colore e nelle vetrine quale richiamo pubblicitario di sicuro effetto.

Il Generatore di barre a colori mod. GB 668 si presta per la messa a punto, regolazione e riparazione di televisori a colori, tramite la generazione di barre di colore secondo le norme PAL.

Due oscillatori a quarzo generano la portante ausiliaria del colore (4,433618 MHz) e la frequenza di riga (15625 Hz): dal 15.625 Hz vengono ricavati tutti i tempi per le barre di colore, per la combinazione dei grigi, per il reticolo e per i sincro-segnali di quadro mentre la subportante a 4,433618 serve per la generazione dei singoli colori fondamentali.

Da un sistema di multivibratori derivati dalle frequenza di 15.625 Hz si producono anche i seguenti segnali: impulsi di riga, impulsi di sincronismo di riga, valore della componente Y per il segnale colore. A norme PAL possono essere realizzati i seguenti colori: bianco, giallo, ciano, verde, magenta, rosso, blu e nero: attraverso l'apposito tasto ogni colore appare a pieno schermo mentre con un altro tasto si possono produrre barre di colore consecutive, onde analizzare i margini di separazione.

Attraverso la soppressione del colore è possibile generare una scala di grigi, i cui livelli corrispondono al valore Y, dal bianco al nero. I livelli di grigio possono anche essere realizzati singolarmente a pieno schermo. Per una più agevole sintonia del televisore può essere inserita la portante suono.

L'apparecchio dispone di uscita del segnale video positivo o negativo.
Con un apposito tasto si può diminuire il contenuto di colore per provare il comportamento del controllo automatico di crominanza.

Può essere interrotto il sistema PAL per la prova della linea di ritardo.
L'apparecchio genera anche il reticolo in bianco-nero per la regolazione della convergenza e per il controllo della linearità di geometria.

l'antenna TV 1

dott. ing. Alessandro Banfi

Quindici anni di televisione

Il 3 gennaio 1954 iniziavano negli studi della RAI di Milano le prime trasmissioni ufficiali della televisione italiana.
Diciamo « ufficiali », poiché già da quattro anni, inizialmente da Torino e successivamente da Milano, venivano effettuate delle trasmissioni sperimentali irradiate dapprima dal trasmettitore di Torino — Eremo, integrato poi da quelli di Milano e Monte Penice.
La direzione dei programmi TV era stata affidata al compianto Sergio Pugliese: amministratore delegato della RAI, il compianto Salvino Sernesi.
Data l'incompiutezza della rete nazionale dei collegamenti televisivi il servizio TV era limitato nei primi tempi (per quasi tutto il 1954) alle zone di Torino, Milano, Genova (programmi dagli studi di Milano e Torino) e Roma ove era stato rimediato uno studio provvisorio.
Il cammino percorso dalla TV nell'arco di questi quindici anni è stato portentoso: particolarmente sotto il profilo tecnico, includendo in tale portento anche la TV a colori, anche se noi non abbiamo ancora potuto goderne.
Sotto il profilo psicologico-sociale, la TV è ormai divenuta una componente indispensabile della nostra esistenza.
Alla fine del 1954 gli abbonati alla TV erano poco più di cinquantamila, con un canone annuale di 18.000 lire contro gli attuali otto milioni.
L'incremento massimo si è verificato nel 1964, dopo 10 anni dall'inizio: purtuttavia una notevole spinta alla popolarità della TV, venne nel primo quinquennio dal famoso programma a « quiz » Lascia o raddoppia? *che incatenò per molto tempo tutto il pubblico italiano.*
Ma se questi, in rapidissima sintesi, sono alcuni aspetti dello sviluppo della televisione italiana nei suoi quindici anni di vita ufficiale, non si può dimenticare l'opera pionieristica svolta negli anni dal 1928 al 1940 da un piccolo gruppo di tecnici dell'EIAR guidati da chi scrive le presenti note.
Dal primo laboratorio di ricerche di Milano nel 1928 (ampliato a Roma nel 1935), agli impianti trasmittenti sperimentali di TV a Milano (1938) e Roma (1940), è tutto un retroscena, forse poco conosciuto dal pubblico, di molteplici attività dei pionieri dell'EIAR che crearono le premesse per il successivo sviluppo della televisione italiana.
Ancor più che la radio, nata timidamente nel lontano 1924, la televisione si è inserita di prepotenza 30 anni dopo sotto l'aspetto nuovo di una sorta di civiltà dell'immagine parlata che oggi condiziona la nostra società.
La prossima tappa di un'evoluzione tecnica immancabile sarà, lo speriamo presto, la TV a colori.

A.

Alfredo Ferraro

Introduzione alla televisione a colori*

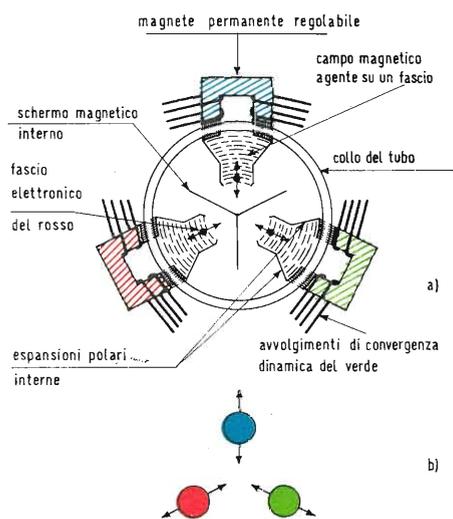



Fig. 30 - I tre magneti disposti sul collo del tubo, costituiscono il *giogo di convergenza*. Ai nuclei, costituiti da magneti permanenti, è affidata la *convergenza statica* (corretta da una eventuale componente c.c. negli avvolgimenti), mentre ad adeguate correnti periodiche, viene affidata la *convergenza dinamica*: *a*) disposizione dei vari componenti; *b*) azione della convergenza dinamica.

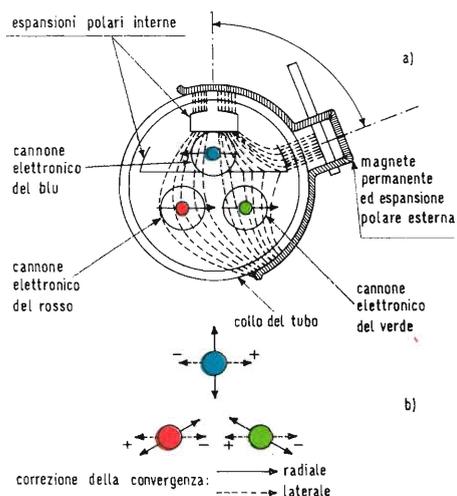



Fig. 31 - Correzione laterale della convergenza: *a*) disposizione dei vari componenti; *b*) azione correttiva radiale e laterale.

54. - LA CONVERGENZA

Abbiamo confrontato — mediante due schemi a blocchi — il procedimento seguito in linea di massima nella trasmissione TVc, con il procedimento corrispondente, relativo alla trasmissione TVm.
Prima di poter effettuare analogo confronto fra i processi di ricezione TVc e TVm, è necessario parlare della *convergenza*, che rappresenta un peculiare aspetto dei televisori TVc.
Come già abbiamo visto, nei tubi a tre fasci, questi sono prodotti da tre distinti cannoni elettronici. Poichè, a ogni fascio, è affidata l'eccitazione sullo schermo tricromico delle particelle di fosforo di un solo colore primario, viene sfruttata — come criterio selettivo — la differente direzione dell'asse di ciascun fascio rispetto alle altre due, combinata con l'azione della maschera d'ombra.
Affinchè la selezione abbia luogo, i tre fasci elettronici vengono fatti « convergere » su un foro della maschera stessa, dove si incontrano incrociandosi e passando dalla parte opposta. Ciascun fascio deve colpire soltanto particelle di fosforo del colore che esso deve riprodurre. I primi tubi tricromici erano caratterizzati dai tre cannoni elettronici paralleli e da un *elettrodo di convergenza*, cui era affidato il compito di fare incontrare i tre fasci (o, meglio, i loro assi), in corrispondenza di un foro della maschera. Oggi, si preferisce raggiungere lo stesso scopo, attraverso la convergenza meccanica degli assi dei fasci, angolando convenientemente i tre cannoni elettronici. Si tratta, tuttavia, di un artificio grossolano, che deve essere affinato mediante altri provvedimenti, cui faremo cenno e che consentono di fare distinzione fra *convergenza statica* e *convergenza dinamica*.

55. - CONVERGENZA STATICA

Per garantire la convergenza dei tre fasci sul foro centrale della maschera d'ombra, si ricorre all'impiego di un *giogo di convergenza*, rappresentato in fig. 30. Tale organo — ovviamente assente nei televisori TVm — comprende tre magneti permanenti disposti a simmetria radiale sul collo del tubo, che devono cadere in corrispondenza di apposite espansioni polari, esistenti all'interno del tubo e tali da agire adeguatamente sui tre fasci elettronici. Inoltre, per evitare che il campo magnetico che deve agire su ciascun fascio possa disturbare gli altri due, sempre nell'interno del bulbo, vi è uno schermo magnetico convenientemente conformato, esso pure rappresentato in figura. Detti magneti, chiamati *magneti di convergenza*, possono essere regolati, in modo da consentire variazioni nell'andamento dei campi agenti. Ma, mentre il fascio del rosso e quello del verde possono essere spostati diagonalmente, il fascio del blu può essere spostato soltanto dal basso all'alto e viceversa. Pertanto, è necessaria un'ulteriore correzione, affidata al *magnete laterale*, come da disposizione illustrata in fig. 31*a*). Questo sistema viene adattato al collo del tubo, analogamente a quanto avviene per una normale trappola ionica, ed è dotato di opportune espansioni polari, esterne al bulbo del cinescopio. Le linee di flusso magnetico trovano nell'interno del tubo un adatto sistema di espansioni polari, aventi il compito di dare al campo una forma tale che, agendo sul magnete laterale, il fascio del blu, si sposti radialmente.
In fig. 31*b*), sono indicate le azioni correttive dovute alla convergenza, determinate sia dai magneti a effetto radiale, sia dal magnete a effetto laterale.
Analizzando la figura, si vede come il magnete laterale agisca pure sui fasci del rosso e del verde, tuttavia, a parte il fatto che gli spostamenti di detti fasci sono ben meno ampi di quelli che caratterizzano il fascio blu, abbiamo usato i segni + e —, cui corrispondono — rispettivamente — concordanza o discordanza di spostamento.

56. - CONVERGENZA DINAMICA

In fig. 32 è illustrato il fenomeno per cui la convergenza statica, di cui abbiamo parlato, è efficace soltanto in corrispondenza del punto di mezzo della maschera d'ombra, ossia del fascio triplo non deviato. Infatti, lo schermo del tubo e la maschera d'ombra sono caratterizzati da raggi di curvatura maggiori di quello relativo al fascio triplo soggetto alle deflessioni; fra l'altro, la maschera d'ombra in alcuni tipi di tubi — è addirittura piana. Con *A* è indicato il fascio elettronico non deviato. Esso cade al centro della maschera, dove le sue tre componenti vengono fatte

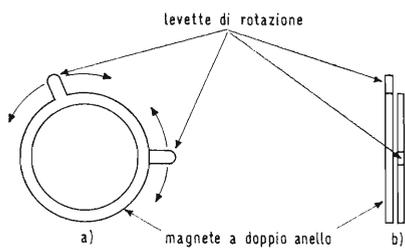
(*) segue dal n. 12, dicembre 1968, pag. 500.

convergere dal sistema adottato per conseguire la convergenza statica, fra cui l'inclinazione dei tre cannoni elettronici; rispetto all'asse del tubo. *B* è invece il fascio deviato e soggetto alla sola convergenza statica. È evidente come il punto di convergenza cada prima della maschera, tanto è vero che soltanto l'asse di un fascio riesce ad attraversare un foro di questa, mentre gli altri due cadono fuori. Un tale stato di cose ovviamente non permette il regolare funzionamento del tubo, per cui si deve ricorrere a una adeguata compensazione, sia con riferimento alla deviazione orizzontale, sia con riferimento a quella verticale. Pertanto, come si vede dalla fig. 30*a*), sulle espansioni polari dei magneti di convergenza, vi sono degli avvolgimenti, lungo i quali vengono lanciate adatte correnti correttive, logicamente variabili, pilotate dai circuiti di deviazione, le quali generano campi che si sovrappongono a quelli costanti, cui è affidata la convergenza statica (talora, sussiste pure una componente c.c., che consente un'agevole regolazione di base, ovviamente statica). In tali correnti variabili — naturalmente in sincronismo con le deflessioni — risiede appunto la convergenza dinamica. In sostanza, si tratta di un artificio che allontana il punto di convergenza dei tre fasci quando, per effetto delle deflessioni, il fascio triplo risulta di maggiore lunghezza e incontra la maschera d'ombra in un punto più lontano, di quando essa viene raggiunta dal fascio nel suo punto di mezzo. La convergenza dinamica agisce sulle tre componenti del fascio triplo, secondo le direzioni e i sensi indicati in fig. 30*b*). Si osservi che, sebbene la denominazione corrente sia « convergenza dinamica », l'espressione corretta sarebbe quella di « *correzione dinamica della convergenza* ».

Fig. 32 - Meccanismo della convergenza dinamica; il fascio *A* non è deviato e, cadendo al centro della maschera è soggetto alla sola convergenza statica; il fascio deflesso *B* è soggetto alla sola convergenza statica e — pertanto — la sua convergenza risulta errata; il fascio *C*, infine, è caratterizzato da convergenza esatta, in quanto corretto anche dinamicamente.

57. - MAGNETE DI PURITA'

Se gli elettroni appartenenti al fascio relativo a un colore primario vanno a colpire elementi di fosforo di altro colore, è comprensibile come ne derivi una certa distorsione cromatica. Fra l'altro, bisogna tener presente che, nel cinescopio tricromico, non esiste alcun dispositivo magnetico di centraggio dell'immagine, contrariamente a quanto si verifica nei normali tubi TVm.

Nei cinescopi TVc, come sappiamo, il centraggio dell'immagine è infatti affidato al passaggio di componenti continue, sommate alle componenti variabili di deflessione verticale e — talvolta — anche orizzontale. L'azione selezionatrice della maschera d'ombra e della convergenza, basata su presupposti rigorosi di ottica elettronica, può essere perfetta soltanto se sussistono le condizioni ideali sotto cui il tubo è stato progettato, costruito e collaudato. All'atto pratico, si manifestano sempre fenomeni parassiti e imprevedibili dovuti, per esempio, agli organi stessi che compongono il televisore e che generano campi magnetici perturbatori o, anche, al campo magnetico terrestre. Inoltre, bisogna aggiungere come malgrado la cura con cui i tubi vengono realizzati e l'alto livello tecnico raggiunto nelle costruzioni elettroniche fra esemplare ed esemplare, si verifichino spesso piccole e imponderabili differenze, che è indispensabile compensare, con un adeguato organo correttore.

Fig. 33 - Magnete di purità: *a*) i due anelli magnetizzati di cui esso è composto; *b*) gli stessi visti di lato.

In assenza di correzione, è assai probabile che sussistano interferenze fra colore e colore; l'azione correttrice viene affidata al *magnete di purità*. Tale denominazione deriva dal fatto che esso ha il compito di eliminare appunto quelle interferenze, dovute alla eccitazione di elementi di fosforo da parte di elettroni estranei, che contaminano la *purità* del colore desiderato.

Il magnete di purità genera un campo che, agendo all'interno del tubo, determina adeguati spostamenti delle traiettorie elettroniche, in modo che l'asse di ciascun fascio cada al centro degli elementi di fosforo che devono essere colpiti. Agendo sul magnete di purità, si determinano degli spostamenti laterali di tutti e tre i fasci ed è appunto la direzione dello spostamento che viene variata, oltre alla sua entità.

Il magnete in argomento è costituito da due elementi anulari, magnetizzati secondo un diametro. Essi sono piatti e montati l'uno contro l'altro, essendo — nel loro insieme — infilati sul collo del tubo.

Ruotando insieme i due anelli che costituiscono il magnete di purità, si determinano degli spostamenti laterali contemporanei di tutti e tre i fasci, come se essi fossero rigidamente collegati fra di loro: in sostanza, si varia il raggio lungo il quale lo spostamento si manifesta. Se, invece, i due anelli vengono ruotati uno rispetto all'altro, è l'intensità del campo che varia e con essa, l'entità della correzione.

Il principio su cui si basa la regolazione del magnete di purità, è illustrato in fig. 33, dove si vede in *a*) il primo anello, dotato di levetta laterale, per comandarne la rotazione, nonchè la levetta di comando del secondo anello, nascosto dal primo; in *b*), il tutto è visto di lato. In fig. 34, invece, sono rappresentati nel loro complesso, i vari organi accessori di cui abbiamo parlato, oltre al giogo di deflessione, analogo a quello relativo ai tubi TVm, seppure di maggiori dimensioni. Sono infatti indicati il giogo di convergenza radiale, il magnete di convergenza laterale e il magnete di purità.

Fig. 34 - I vari accessori applicati al collo del cinescopio tricromico.

Si osservi — tuttavia — che la regolazione delle purità non viene affidata solamente al magnete di purità, in quanto essa dipende pure dalla posizione del giogo di deflessione, per cui è necessario abbinare alle operazioni di cui abbiamo fatto cenno, anche adeguati spostamenti di tale organo. *(continua)*

Franco Soresini

La cibernetica e lo studio dell'uomo*

12. - DISPOSITIVI « INTELLIGENTI »

Dopo gli studi del Vallet, di cui abbiamo dato notizia nel capitolo 8 apparso sui numeri 7 e 8 de *l'antenna*, 1968, riprendiamo l'argomento dei modelli di attività nervose e superiori, cioè di quelle macchine dette « intelligenti ».

12.1. - L'intelligenza come forma di adattamento

La vita è adattamento di circuiti di stimolazione e di reazione, è equilibrio fra le forze dell'ambiente fisico e quelle dell'essere vivente.

Ogni comportamento non è che lo stabilizzarsi di un equilibrio perpetuamente instabile, non è che la risoluzione di una tensione perpetuamente mutevole.

Questo gioco di forze si osserva nella natura fisica e nella vita dei nostri tessuti e dei nostri organi senza invocare la conoscenza dello scopo e dei mezzi da parte di queste stesse forze.

Il comportamento intelligente può essere definito come una forma di adattamento dell'organismo all'ambiente fisico o sociale.

Questa definizione acquista, però, il suo vero senso solo se vengono precisati il significato del termine « *adattamento* » e le differenze che esistono fra questa particolare forma di adattamento e le altre possibili.

Si è soliti dire che un organismo è adattato all'ambiente quando esiste, fra l'uno e l'altro, uno « *stato di equilibrio* »; quando cioè l'organismo è in ogni momento in grado di modificare l'ambiente stesso, o i propri rapporti con l'ambiente, in un senso che risulta realmente favorevole per esso o che in ogni caso corrisponda alle sue intenzioni – o di reagire a mutamenti che intervengono nell'ambiente e che non sono dovuti alla sua azione, in modo da assicurare la propria indipendenza o, comunque, la propria sopravvivenza.

L'intelligenza, quindi, costituisce una forma di adattamento dell'organismo all'ambiente, la più elevata e la più plastica; ma tale adattamento (come del resto ogni altra forma di adattamento) si presenta sin dalle sue forme più semplici, come un equilibrio mobile fra i due fondamentali processi della assimilazione e dell'accomodamento.

Per *assimilazione* va inteso quel processo per cui ogni nuovo dato di esperienza viene incorporato in « *schemi mentali* » che già esistono nell'individuo bambino (schemi percettivo-motori, o schemi di spiegazione), ma senza che abbia luogo con ciò, alcuna modifica di tali schemi.

Il termine *accomodamento* indica un processo in certo senso complementare al primo.

I nuovi dati di esperienza che vengono incorporati in schemi già posseduti, modificano questi ultimi, adattandoli ai nuovi ed inattesi aspetti che la realtà dimostra di possedere.

12.2. - L'intelligenza degli animali sintetici

Nel 1929, al salone TSF di Parigi, Henri Piraux presentava un « cane »: « Philidog », che seguiva dolcemente il percorso segnato da una lampada elettrica, ma che abbaiava e si arrabbiava quando la luce gli era presentata troppo da vicino.

Un altro cane elettronico fu presentato alla fiera di New York nel 1939, ma, attratto dai fari di un'auto, si fece arrotare da questa.

Il primo tentativo di costruire una macchina che imitasse una creatura vivente nel suo modo di comportarsi — cosa ben distinta dal suo aspetto esteriore (dei soliti robot) che non presenta alcuna necessità di sembianze umane o animali — sembra essere stato suggerito dal comune test dell'intelligenza animale nel trovare la via di uscita da un labirinto.

Nel 1938 Thomas Russ, in America, costruì una macchina che imitava con successo tale esperimento. Essa era in grado, dopo varie prove ed esercizi, di « imparare » a trovare la via verso la giusta meta su un sistema di piccoli binari.

Una decina di anni dopo, circa, per verificare la teoria di Rosenblueth e Bigelow sul tremore, Wiener e Wiesner immaginarono, e fecero costruire da Singleton, un carrello che, alternativamente, attratto dalla luce, la fuggiva, da cui il soprannome di « Falena ».

Dal 1949 al 1951, Grey Walter, il famoso neurofisiologo di Bristol, realizzò le sue famose « tartarughe » Elsie e Elmer nonchè Cora.

Nel 1952, Shannon descrisse il suo topo aggirantesi nel labirinto.

Dal 1952 al 1954 Ducrocq costruì il non meno famoso « Miso » e le « volpi » Job e Barbara.

Infine, su un altro piano, nel 1948, lo psichiatra cibernetico Asbhy studiò e realizzò il suo « omeostato », di cui abbiamo già parlato.

Queste macchine possono essere classificate in tre gruppi:

(*) segue dal n. 11, novembre 1968, pag. 462.

— le macchine fisse
— le macchine suscettibili di evolvere
— le macchine omeostatiche.

13. - LE MACCHINE FISSE NELLA LORO EVOLUZIONE

13.1. - Elsie e Elmer di Grey Walter dette anche « Machina Speculatrix »

La costruzione delle due prime tartarughe di Grey Walter è assai semplice: due rilevatori: l'uno sensibile alla luce e l'altro agli urti; due motori: l'uno di avanzamento e l'altro di deviazione a destra o sinistra; il tutto attuato con un circuito utilizzante soltanto due tubi elettronici.
Appositi dispositivi fanno: l'uno, che la tartaruga, attratta da una luce debole e, al contrario, respinta da una luce intensa; l'altro che, quando la carica degli accumulatori non è più sufficiente, questi tropismi si invertono: la tartaruga è cioè attratta dalla luce intensa. Costituita da un circuito così semplice, la tartaruga è capace di un insieme di movimenti che mimano certi effetti elementari del comportamento animale: una luce debole l'attrae; una luce forte la respinge e si rifugia quindi sotto qualche mobile.
Se si interpone fra la tartaruga e la sorgente che l'attrae un ostacolo, così alto che la tartaruga ne sia in ombra, essa danzerà un curioso andirivieni. La tartaruga aggira l'ostacolo; essa rincula, devia a destra o sinistra, avanza, rincula di nuovo, e così di seguito sino a che essendo sufficiente la deviazione laterale, la via si trova libera; la « bestiola » va allora direttamente verso la luce che sembra attrarla. Meglio, quando a seguito di un urto, è impossibile prevedere a priori se la tartaruga devierà verso destra o verso sinistra; inoltre, a seconda della regolazione, le reazioni dell'« animale sintetico » saranno placide o nervose.
Regolando differentemente Elsie ed Elmer, Grey Walter ottenne così che il loro comportamento fosse flemmatico od irascibile.
Infine, quando la carica degli accumulatori stava per esaurirsi, Elsie ed Elmer cambiavano bruscamente comportamento: se si accendeva una lampada intensa esse si precipitavano verso di essa. Questa luce era disposta, come per caso, al disopra del posto di carica degli accumulatori ed era verso di esso che si dirigevano le tartarughe.
Prima di giudicare queste caratteristiche con troppa faciloneria, nel movimento delle tartarughe bisogna distinguere due fatti:
1°) da un lato, l'attrazione verso la luce debole e il rinculo dalla luce forte; o, il contrario, quando la carica degli accumulatori è bassa.
Queste sono attrazioni strettamente obbligate. La tartaruga quando ha le batterie cariche, e quando nessun ostacolo l'arresta, non può nè rinculare davanti ad una luce debole, nè accorrere verso una luce forte perchè queste reazioni sono determinate dalla sua programmazione, perchè il costruttore ha voluto così;
2°) le reazioni davanti all'ostacolo danno l'apparenza di libertà, di plasticità.
Ma non è che una apparenza. Senza dubbio la tartaruga urtando un ostacolo, sembrerebbe ormai aver dimenticato la luce e si mette a descrivere davanti all'ostacolo una marcia laterale fatta di avanzamenti e rinculi, ma questo è dovuto al dispositivo previsto dal costruttore: il piccolo mostro è costruito in modo che il minimo urto apre l'azione della cellula fotoelettrica e allora, ma per un tempo rigorosamente stabilito, i motori si mettono a funzionare alternativamente, realizzando così una marcia alternativa.
Anche quando l'ostacolo è tanto grande da poter essere superato in tempo assegnato, con marcia avanti e indietro, la tartaruga viene a *ributtarsi* contro ad esso determinando l'analogo effetto precedente.
Quindi non si tratta di predeterminazione.
Si è parimenti voluto vedere una libertà nel fatto che, posto fra due sorgenti luminose di intensità eguale, la tartaruga va o verso l'una o verso l'altra, senza che sia possibile il prevederlo. Senza dubbio la scelta è dettata da un fattore contingente, ad esempio da una minima differenza di illuminamento; o per una non meno leggera angolazione della sua posizione in rapporto alle due sorgenti, che provoca nel rilevatore fotoelettrico un pò più di luce dall'una che dall'altra; o per qualche minima ineguaglianza d'avviamento del meccanismo interno. Ma, più che di libertà, qui si tratta una semplice apparenza. È sempre questione di tropismo.
Sta di fatto, però, che questa strana macchina poteva rappresentare un modello sintetico di intelligenza artificiale. Questa concezione prometteva anche di dimostrare o, almeno, di provare la validità della teoria che l'elaborazione delle funzioni cerebrali è dovuta non tanto alla molteplicità delle unità costituenti, quanto alla ricchezza delle loro interconnessioni.
Con un minimo di due elementi, come si è detto, dovevano attuarsi sette modi di comportamento.
Si realizzarono così le famose « tartarughe » dette « Machina Speculatrix ».

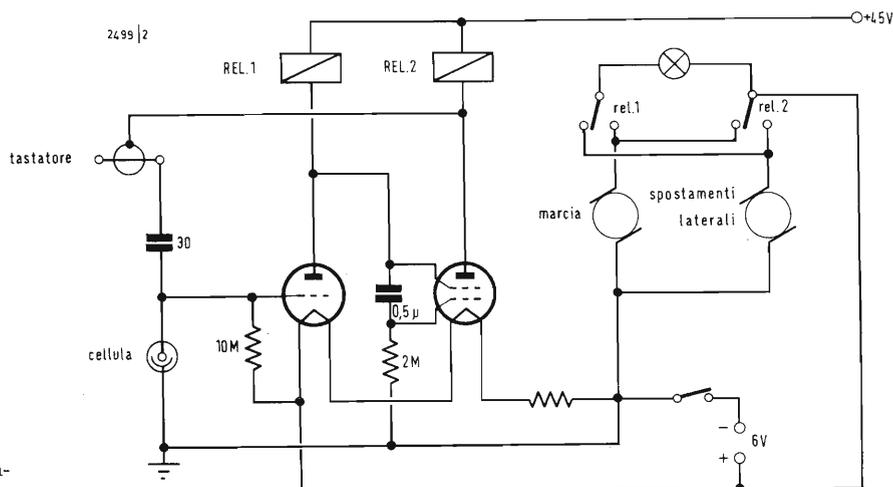



Fig. 48 - Schema elettrico del circuito della « Machina Speculatrix ».

Esse hanno dimostrato, col loro comportamento, il gioco di certi principî esemplificati nel meccanismo della maggior parte degli esseri viventi.

1° *Parsimonia.* Negli animali, pochissimi sono gli organi superflui. Così nella Machina Speculatrix il numero delle unità corrispondenti alle cellule nervose è limitato a due.

Questi due « riflessi sensitivi » entrano in funzione ad opera di due « rilevatori », uno costituito da una cellula fotoelettrica che conferisce sensibilità alla luce, l'altro costituito da un contatto elettrico il quale agisce come un ricettore tattile che entra in funzione al contatto con gli ostacoli materiali. Le variazioni delle modalità di comportamento verificantesi con tale economia di struttura sono complesse ed imprevedibili.

2° *Esplorazione.* Una tipica tendenza animale è quella di esplorare le vicinanze anzichè attendere passivamente che succeda qualcosa.

Questa facoltà è appunto quella da cui dipende il nome della *Machina Speculatrix* che la distingue dalle altre: *Machina labyrintea* e *Machina sopora.*

La Machina Speculatrix non sta mai ferma salvo quando si deve « alimentare » (caricare le batterie di accumulatori). Essa si aggira qua e là descrivendo una serie di strette curve. Nelle sue esplorazioni in un locale qualunque, incontra inevitabilmente molti ostacoli, ma se si eccettuano le scale ed i tappeti, poche sono le situazioni da cui non è in grado di districarsi.

3° *Tropismo positivo.* È questo la suscettibilità sensoriale alle attrazioni dell'ambiente.

Il solo tropismo positivo della Machina Speculatrix si manifesta nel suo movimento verso una sorgente luminosa di media intensità. Alla ricezione di uno stimolo luminoso adeguato viene a cessare il meccanismo di esplorazione e l'organismo si orienta verso la luce e vi si avvicina. Fino a che non percepisce una luce, il rilevatore fotoelettrico è in continua rotazione scrutando l'orizzonte alla ricerca di sorgenti luminose.

Questo processo di « esplorazione » (scanning) è collegato con il meccanismo direzionale così che l'« occhio » guarda costantemente nella direzione del movimento; così, quando viene percepito un segnale, da qualsiasi direzione, la macchina è in posizione per rispondere senza dover fare complicate manovre.

4° *Tropismo negativo.* Alcuni stimoli percepibili, quali luci troppo intense, ostacoli materiali, pendenze troppo ripide allontanano la Machina Speculatrix; in altri termini essa manifesta un tropismo negativo verso questi stimoli. In dipendenza del primo principio (della parsimonia) ciò avviene senza la introduzione di ulteriori elementi costitutivi, ma solo facendo sì che qualsiasi piccolo spostamento del cofano che racchiude la macchina chiuda un contatto il quale trasforma il fotoamplificatore in un oscillatore; questo determina movimenti alterni di va e vieni in modo tale da allontanare dalla sua strada gli ostacoli più piccoli, aggirare gli altri ed evitare le pendenze. Questo dispositivo porta al successivo importante principio.

5° *Discernimento.* È questa la facoltà di distinzione fra comportamento utile ed inutile.

Quando la macchina si avvicina ad una luce che la « attira » e si imbatte in un ostacolo o trova un cammino troppo ripido, l'entrata in azione dell'oscillatore non solo fornisce la possibilità di aggirare l'ostacolo, ma elimina anche l'attrazione da parte della luce che non ha più alcun interesse per la macchina finchè l'ostacolo non sia superato. C'è una breve « memoria » dell'ostacolo così che la ricerca di sorgenti luminose e l'attrazione verso di esse, quando queste sono state trovate, non viene ripresa se non dopo circa un secondo dalla fine dello scontro.

6° *Ottimalità.* È questa la tendenza a scegliere le condizioni e le caratteristiche più favorevoli e moderate piuttosto che le massimali.

Il circuito della Machina Speculatrix è adattato in modo tale che la esplorazione viene eseguita al buio e le luci moderate esplicano un'azione di attrazione, mentre quelle troppo intense hanno un'azione di repulsione.

Inoltre per opera del dispositivo di analisi (scanning) può evitare il dilemma; infatti se viene posta ad eguale distanza rispetto a due sorgenti luminose della stessa intensità, la Machina Speculatrix non rimarrà immobile fra le due, ma andrà a visitare prima l'una e poi l'altra.

7° *Capacità di riconoscere se stessa.* La Machina Speculatrix è fornita all'estremità superiore di una piccola lampadina che si spegne quando la cellula fotoelettrica riceve un adeguato segnale luminoso.

Quando la macchina incontra uno specchio od una superficie bianca, la luce riflessa della lampadina posta sulla testa è sufficiente a mettere in azione il circuito che governa la risposta della macchina alla luce così che la macchina viene condizionata dalla propria luce riflessa; ora nel far ciò la luce si spegne e lo stimolo viene quindi a cessare, la mancanza dello stimolo però fa riaccendere la lampadina, che di nuovo agisce come stimolo e così via. Questo ci porta al reciproco riconoscimento.

8° *Reciproco riconoscimento.* Due macchine dello stesso tipo, attirate a vicenda l'una dalla luce dell'altra, entrambe annullano in se stesse la fonte di attrazione nel momento stesso che la cercano nell'altra.

Perciò, in mancanza di un'altra attrazione, in un raggruppamento di macchine, queste non sono capaci di allontanarsi l'una dall'altra, ma neppure riescono a soddisfare il loro « desiderio »; e

se una macchina ne vede un'altra da dietro o di fianco, questa non rappresenta che un ostacolo qualsiasi.
In un certo senso, quindi, una popolazione di macchine forma una specie di comunità con speciali regole di comportamento.
Se uno stimolo esterno viene ad influenzare tutti i membri di una tale comunità, ognuno lo percepirà indipendentemente dagli altri venendosi così a sciogliere la comunità stessa; inoltre quanto più saranno numerosi gli individui tanto meno probabilità vi saranno per ognuno di essi di raggiungere la meta, perchè ciascuno troverà negli altri un ostacolo convergente.
9° *Stabilità interna.* Che la luce di media intensità costituisca uno stimolo positivo rappresenta un vantaggio perchè essa può essere usata come indice della energia richiesta dalle macchine per il loro sostentamento: l'energia elettrica. Si pone una sorgente luminosa nella loro « gabbia » in posizione tale che esse ne vengano attratte e tendano, perciò, ad entrare in gabbia spontaneamente. Però, se le loro batterie sono completamente caricate, l'intensità della luce mette in azione il circuito di repulsione appena esse hanno varcata la soglia ed esse tornano quindi subito a compiere altre esplorazioni.
D'altra parte quando le loro batterie « necessitano » di essere ricaricate, la discrezione fa luogo all'appetito, e la luce continua ad esercitare la sua attrazione su di esse finchè non sian ben alloggiate nelle loro gabbie.
A questo punto alcuni contatti posti sul cofano della macchina vengono a chiudere il circuito per il ricaricamento delle batterie.
La corrente che passa in questo circuito fa funzionare un relè che toglie l'alimentazione ai circuiti sensori e motori, cosicchè la macchina rimane immobile fino a quando, reintegrata la carica, la corrente di carica diminuisce ed i meccanismi interni vengono nuovamente messi in grado di utilizzare energia.
Questo sistema, però, è molto lontano dalla perfezione; non c'è dubbio che, abbandonate a se stesse, la maggior parte delle macchine«morirebbe»lungo il cammino dopo aver esaurito ogni scorta di energia nella ricerca di una luce che sia per loro significativa o lottando contro ostacoli inamovibili o « compagni insaziabili ».
Considerazioni. Si può obiettare che questi sono solo dei « trucchi », ma un comportamento con queste modalità è tale che, se queste macchine fossero dei veri animali, un biologo potrebbe segnalarlo come espressione di una vera e propria capacità intellettiva.
L'aspetto importante dell'effetto è lo stabilirsi di un circuito di autoregolazione (feedback) in cui l'ambiente costituisce uno dei componenti.
Ciò illustra un importante principio generale nello studio del comportamento degli animali: ogni situazione psicologica o ecologica in cui vi sia un tale meccanismo riflesso, può dar luogo ad un comportamento che sembrerà, per lo meno, suggerire l'esistenza dell'autocoscienza o della coscienza della specie.
La Machina Speculatrix avrebbe potuto essere dotata di altri « sensi » oltre la vista ed il tatto, renderla capace di rispondere acusticamente a segnali sonori, ecc., come pure fornirla di « mani ».
Il carattere della Machina Speculatrix come prototipo di una specie elettromeccanica non dipende, tuttavia, dalle possibilità di ulteriore elaborazione ma, al contrario, dalla impossibilità di qualsiasi semplificazione nel meccanismo funzionale.

13.2. - La macchina « Squee » di Berkeley, detta anche « Machina speculatrix berkeleyi »

Questa macchina dovuta all'americano Edmund C. Berkeley è, rispetto alla precedente, come uno scoiattolo rispetto ad una tartaruga. Il suo costruttore la chiama « Squee ».

13.3. - La macchina «Miso» di Ducrocq

La macchina del Ducrocq è più complicata delle precedenti. Egli ha aumentato gli organi percettori di informazione, dotando la sua creatura di una cellula fotoelettrica, di un microfono rivelatore d'urto, di organi sensibili all'avvicinarsi di una resistenza solida ed anche di un dispositivo che, facendo girare la testa dell'animale, gli desse l'apparenza di orientamento.
Malgrado questo aumento del numero degli organi di informazione, le caratteristiche sono del medesimo ordine di quelle delle macchine precedenti.

14. - LE MACCHINE SUSCETTIBILI DI EVOLVERSI

14.1. - I topi di Shannon

Claude Shannon ha progettato una macchina in grado di imparare la strada in un labirinto, meno costretta a binari; una specie di « topo elettromeccanico » che a tentoni riesce a trovare la via per uscire dalla sua prigione.

14.2. - La macchina di Wallace detta « Machina labyrintea »

Un'altra macchina della stessa specie di quella ideata da Ross nel 1938 e che assomigliava ad un tram, fu costruita in America da R. A. Wallace nel 1952, e fu detta « Machina labyrintea ».
Essa servì a dimostrare che una macchina calcolatrice numerica relativamente piccola e semplice può risolvere problemi concettuali di una classe diversa dai calcoli numerici.
Questa macchina corre su binari con scambi automatici, dei quali ne può affrontare 63 e ritornare al punto di partenza senza seguire alcun programma predeterminato d'esplorazione e senza alcuna assistenza nel processo di sommazione delle sue esperienze. Una volta trovata la via per il ritorno al punto di partenza, le sue scelte sono predeterminate; essa ha programmato il suo cammino e, partendo dallo stesso punto, vi ritorna senza commettere errori.
Così, entro certi limiti, con un fine predeterminato e un percorso prevedibile, la Machina labyrintea ha la capacità di raggiungere una meta e di autoregolarsi. Essa possiede una specie di memoria. Usare però questa espressione in tale caso è poco ortodosso perchè può sembrare che si pretenda di attribuirle una rassomiglianza con la vita che non può essere affatto giustificata.
Vi è senza dubbio un immagazzinamento di informazioni, ma solo come può avvenire con le parole in un libro ed in modo ancora più duraturo, perchè qui si tratta di qualche cosa di metallico.

14.3. - La « Machina labyrintea » di Asbhy

Autore dell'omeostato, o « Machina sopora», Asbhy è autore anche di una macchina più semplice ricollegabile per ciò che riguarda il funzionamento alla *Machina labyrintea* che adatta le sue connessioni interne a seguito di due stimoli successivi.

14.4. - Le volpi Job e Barbara di Ducrocq

Ducrocq, che abbiamo già nominato per la sua Machina «Miso» è autore di altre macchine intelligenti.
Le volpi da lui realizzate possedevano una memoria integrata.
Messo in crisi da un urto, come dalle eccitazioni luminose o sonore, un motore speciale, accoppiato ad un potenziometro, modifica in ciascun istante la regolazione di questo, cosicchè da un momento all'altro, le sue reazioni si modificano.
Ducrocq vede in questa possibilità, (creata dal costruttore) l'equivalente di quelle modifiche di comportamento che le esperienze acquisite impongono a tutti gli esseri umani.
È una interpretazione esagerata. Le esperienze vissute provocano una modifica in ciascuno di noi; ma ciò che si imprime così non è semplicemente la traccia passiva dell'accidente che abbiamo subito; ciò che si imprime è la traccia della nostra reazione a tale accidente, della nostra reazione per sopravvivere. Niente di questo nelle citate volpi.

14.5 - La macchina « Cora » di Grey Walter detta anche « Machina docilis »

Con questa macchina, Grey Walter si mostra più ambizioso ancora che con la Machina Speculatrix.
Egli si propone, in effetti, di costruire un animale sperimentale capace di educazione. È per questo che l'ha chiamata « Machina docilis ».
Egli ha voluto dotare la sua creatura del potere di acquistare un riflesso con-

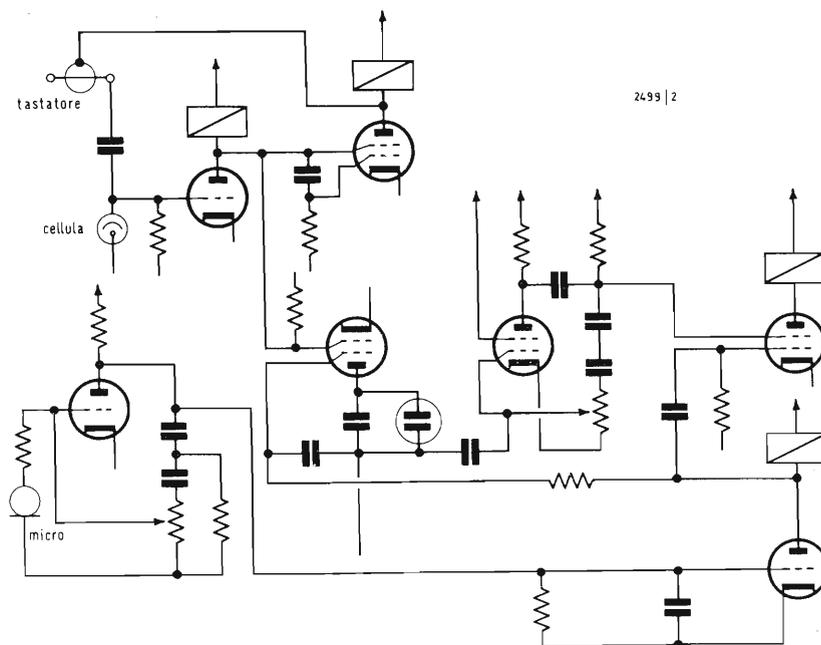



Fig. 49 - Schema elettrico del circuito della « Machina docilis ». Questo circuito è stato già indicato nella sua forma logica in figura 20 (v. cap. 6, *l'antenna*, marzo 1968).

dizionato. Grey Walter ha analizzato le varie fasi dello stabilizzarsi di un riflesso condizionato, poi ha immaginato lo schema strutturale di un circuito di neuroni suscettibili, ciascuno, di realizzare una di queste fasi.

Nel circuito realizzato per « Cora » il riflesso si crea di colpo e vive il tempo che ha voluto l'autore, il tempo esatto determinato dalla durata del circuito oscillante che costituisce la memoria del sistema.

Infine, e questo l'autore l'ha voluto, nel mondo reale ogni animale deve essere preparato ad associare non importa quale fenomeno a non importa quale altro, mentre qui l'eccitante incondizionale e l'eccitante condizionale sono tutti e due decisi a priori, predeterminati. In altre parole si è realizzato una struttura elettronica, grazie alla quale si determina, a priori, una reazione a ritardamento legata all'intervento tardivo di un fattore predeterminato.

In realtà questo non è un vero e proprio riflesso condizionale ed esso è rigido e non risponde ad alcuna finalità interna.

15. - LE MACCHINE OMEOSTATICHE

15.1. - L'omeostato di Asbhy detto anche « Machina sopora »

Un'altra macchina a finalità predeterminata ma con un comportamento imprevedibile per quanto concerne il modo di raggiungerla è l'«Omeostato» di Asbhy che si comporta come un gatto o come un cane accoccolato davanti ad una stufa; si muove solo quando viene disturbata e allora trova metodicamente una comoda posizione e si riaddormenta.

Essa contiene numerosi circuiti elettronici simili agli archi riflessi del midollo spinale di un animale, combinati in modo che la macchina scegliendo fra 390.625 possibili combinazioni può trovare automaticamente quella che la porta ad una condizione di stabilità dinamica interna. Vale a dire, la macchina dopo parecchie prove ed errori, senza alcun suggerimento o programmazione, stabilisce le connessioni che tendono a neutralizzare le variazioni che lo sperimentatore cerca di imporre dall'esterno.

Senza dubbio l'Omeostato costituisce un perfetto esempio di autoregolazione per mezzo di un « feedback » assolutamente negativo; è, infatti, un feedback assolutamente negativo come una macchina a vapore che non aziona niente altro che la valvola di sicurezza ed il regolatore automatico.

Sebbene la macchina sia opera dell'uomo, lo sperimentatore non è in grado di dire quale sia esattamente in un dato momento il circuito in funzione.

Quello che si trova in questa macchina non è soltanto la virtù dell'autocontrollo e la qualità della omeostasi, non solo una esemplificazione della « placidità » ma anche della « plasticità » ossia di uno dei principî basilari che reggono la « meccanica animale ».

Ciò significa che ogni parte del meccanismo è reversibile, intercambiabile e non indispensabile, ma non sostituibile. Questa descrizione di un sistema di interconnessione è vera soltanto per metà riguardo al cervello o, per meglio dire, è vera per metà della sostanza cerebrale. Se si prescinde da questo importante punto di rassomiglianza interna con un sistema nervoso animale, e se si giudica la *Machina sopora* solo dal suo comportamento, un naturalista potrebbe classificarla nel *regno vegetale*.

Questa macchina è costituita da 4 elettrocalamite mobili su perni e collegate fra loro da sistemi tali che, ciascuna modifica di posizione subita da una di loro, determina in tutte le altre una serie di reazioni e controreazioni in serie.

Una regolazione automatica realizzata da un selettore a 25 posizioni permette così fra le 4 elettrocalamite, 390.625 combinazioni differenti e un numero uguale di reazioni del tipo retroattivo. Con questo sistema, qualunque sia la perturbazione apportata dall'esterno alla macchina, questa si mette in oscillazione abbandonata a essa stessa, ed essa assumerà successivamente tante combinazioni che risultano necessarie, per riportare le sue quattro elettrocalamite in una posizione di equilibrio che renda stabile il sistema.

Asbhy stima di aver così realizzato questa attitudine a perseguire uno scopo per adattamento interno che è considerato come una delle proprietà esclusive della vita.

Senza dubbio l'omeostato può, quando esso non cerca uno scopo (l'equilibrio delle elettrocalamite), con una retroazione, cercarne un altro, poi un terzo, e così di seguito per riuscire.

Per l'Omeostato si rimanda alla descrizione già apparsa col capitolo 5 - fig. 16. (Vedi *l'antenna* - febbraio 1968).

(*continua*)

dott. ing. A. Calegari

Progetto di circuiti di generatori RF a transistori(*)

La generazione di oscillazioni con circuiti di oscillatori a transistori diventa problematica quando la frequenza da generare è prossima alla frequenza di taglio del transistore usato per generare le oscillazioni. In questo caso, bisogna prendere in considerazione la rotazione di fase della caratteristica diretta del transistore, nel progettare il circuito per ottenere le migliori condizioni di oscillazione e quindi la massima stabilità dell'oscillazione da generare. Una considerazione simile si dovette fare inizialmente con l'introduzione del transistore nei ricevitori VHF nell'anno 1958. In questi schemi di oscillatori, sono stati adottati transistori dei quali l'angolo di fase della conduzione diretta (in circuito con base in comune) per VHF era intorno a 90°. Usando un nuovo circuito sfasatore a reazione (brevetto tedesco 1046118) si sono potute ottenere con tali transistori oscillazioni stabili nella gamma VHF. Frattanto questo principio della reazione si è diffuso soprattutto dove l'angolo di fase della caratteristica diretta del transistore, che serve per la generazione delle oscillazioni è — 90° per il circuito con emettitore in comune e + 90° per il circuito con base in comune per la particolare frequenza da generare dell'oscillatore. Qui si descrive in dettaglio questo principio della reazione, si determinano le equazioni per il calcolo dei parametri del circuito e finalmente si danno istruzioni per il progetto del circuito considerando particolarmente la sicurezza dell'innesco.

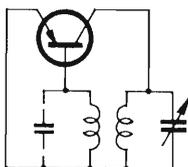



Fig. 1 - Schema di principio dell'oscillatore in circuito con emettitore comune, con reazione induttiva.

1. - PRINCIPIO DEL CIRCUITO OSCILLATORE

In fig. 1 è rappresentato lo schema di principio dell'oscillatore con un transistore montato in circuito con emettitore in comune e in fig. 2 lo schema analogo di un transistore con base in comune. Il principio di entrambi i circuiti consiste nel fatto che è usato accanto al circuito accordato, che determina la frequenza, all'uscita del transistore, anche un circuito accordato all'entrata del transistore, e che questi due circuiti oscillatori sono tra loro accoppiati induttivamente o capacitivamente come filtro di banda. Se il circuito accordato all'entrata del transistore è in risonanza con la frequenza dell'oscillatore, la tensione di reazione dal circuito oscillatorio di uscita al circuito oscillatorio di entrata è sfasata secondo il tipo di accoppiamento o di + 90°, o di — 90°, rispetto al circuito oscillatorio di uscita. In questo caso si può trovare una fase di reazione ottimale per i transistori con fase di caratteristica diretta di 90°. Usando transistori con fase diversa di + 90° o — 90°, bisogna accordare il circuito risonante di entrata, secondo la direzione e l'entità della deviazione, su frequenze di risonanza inferiori o superiori, in modo da ottenere nuovamente la fase di reazione ottimale.

Se la frequenza dell'oscillatore deve essere accordata su un più vasto campo di frequenze, per esempio variando la frequenza di risonanza del circuito accordato di uscita, bisogna realizzare il circuito accordato di entrata a larga banda. Per fare questo, la necessaria larghezza di banda non deve essere ottenuta con l'aggiunta di resistenze di smorzamento, ma solo con la parte reale dell'ammettenza di entrata del transistore in unione con la parte immaginaria dell'ammettenza di entrata del transistore e con le suscettanze aggiunte. Si raggiunge un ottimo della larghezza di banda quando la parte immaginaria positiva o negativa dell'ammettenza y_{ib} di entrata del transistore, da sola rappresenta la parte capacitiva, rispettivamente negativa del circuito oscillatorio di entrata; dunque per la regolazione della fase ottimale di reazione,

(*) *Radio Mentor*, febbraio 1968, pag. 90.

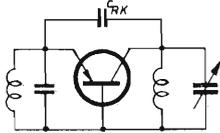



Fig. 2 - Schema di principio dell'oscillatore in circuito con base comune, con reazione capacitiva.

con mezzi esterni, bisogna disporre solo una suscettanza induttiva o capacitiva in parallelo all'entrata del transistore. Poiché nel ramo di reazione sono contenute solo suscettanze di riferimento, non si verificano perdite nella trasmissione di energia dall'uscita all'entrata del transistore. Ciò significa che si ha anche una trasformazione senza perdite dell'ammettenza di cortocircuito di entrata del transistore al circuito oscillatorio di uscita.

La regolazione ottimale della fase della reazione da un lato, e una trasformazione pure ottimale della parte reale dell'ammettenza di cortocircuito all'entrata dall'altra (parte), dà luogo, per una prefissata ampiezza di oscillazione, al minimo smorzamento del circuito risonante di uscita, attraverso il transistore. Come prima cosa, va a buon fine il calcolo, fatto in questo modo, della stabilità dell'oscillazione generata. In molti casi però, il calcolo descritto secondo la condizione ottima di oscillazione non può sempre essere valido, sia perché per es. si debba sintonizzare entro un campo di frequenze troppo vasto, sia perché i transistori abbiano una grande deviazione dei parametri dai valori nominali.

Le indicazioni di guida per il calcolo date nei seguenti paragrafi, sono perciò valide solo come base di soluzione per il progetto e l'estimazione di un circuito oscillatore.

2. - PARAMETRI CIRCUITALI PER LE CONDIZIONI OTTIME DI OSCILLAZIONE - CIRCUITO EQUIVALENTE

Per ragioni di semplicità, si è introdotto nella pratica il principio del circuito secondo la fig. 2 (transistore con base in comune) con reazione capacitiva. Perciò nel seguito, si tratterà questo principio circuitale. La fig. 3 rappresenta il circuito equivalente completo dell'oscillatore a transistore e con i componenti circuitali agenti esternamente agli effetti dei segnali alternativi. Si devono ritenere noti in precedenza i dati caratteristici di quadripolo del transistore. Essi possono essere trovati nei cataloghi dei fabbricanti di semiconduttori; ecco quali sono:

$y_i = (i_1/u_1)\ u_2 = 0;$
$y_o = (i_2/u_2)\ u_1 = 0;$
$y_f = (i_2/u_1)\ u_2 = 0;$
$y_r = (i_1/u_2)\ u_1 = 0.$

Per il transistore (secondo la rappresentazione a quadripolo di fig. 4), si ha:
$y_{ib} = g_{ib} + jb_{ib}$ = ammettenza con entrata in cortocircuito nello schema con base in comune;
$y_o = g_o + jb_o$ = ammettenza con entrata in cortocircuito;
$y_{fb} = g_{fb} + jb_{fb}$ = ammettenza diretta nello schema con base in comune;
$y_{rb} = g_{rb} + jb_{rb}$ = ammettenza inversa nello schema con base in comune;
per il circuito esterno: $y_{oL} = g_{oL} + jb_{oL}$ = ammettenza di carico del collettore (circuito accordato di uscita);
$y_{iL} = g_{iL} + jb_{iL}$ = ammettenza di emettitore;
C_{Rk} = capacità del condensatore di reazione.

Nel calcolo del circuito si fa uso dei parametri caratteristici per piccoli segnali del quadripolo del transistore, sebbene in regime oscillatorio intervengano segnali alternativi più forti, che provocano una variazione dei parametri efficaci del quadripolo. Nel seguito si tiene conto di questo effetto per il calcolo del circuito.

2.1. - Condizione di oscillazione con considerazione di condizioni accessorie

La condizione per l'oscillazione permanente è: $vk = 1$ (1)

Dove $v = u_2/u_1$ (con segnale applicato all'entrata del transistore), è il fattore complesso di amplificazione, e $k = u_1/u_2$ (transistore pilotato all'uscita) è il fattore complesso di reazione.

Lo stabilirsi della condizione d'innesco per il circuito equivalente di fig. 3 deve verificarsi sotto le seguenti condizioni secondarie.

a) Per la frequenza prefissata dell'oscillatore, deve esserci risonanza all'uscita del circuito del transistore. Con questa condizione aggiuntiva, si trova un optimum del grado di amplificazione; $v = v_{opt}$.

b) La componente reale della ammettenza di carico disposta in parallelo all'entrata del transistore (per es. la resistenza di stabilizzazione del punto di lavoro nel circuito di emettitore) deve essere presa molto piccola rispetto alla parte reale dell'ammettenza di entrata in cortocircuito y_{ib}, cioè $g_{iL} \ll g_{ib}$.

c) La parte reale di y_{ib} all'uscita del transistore, trasformata attraverso il circuito di reazione, deve essere uguale alla parte reale dell'ammettenza di cor-

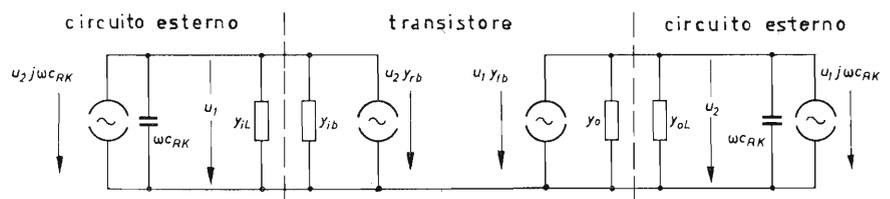



Fig. 3 - Circuito equivalente dell'oscillatore con i parametri del quadripolo del transistore, per circuito con base in comune.

tocircuito di entrata y_o, cioè: $g_{ib} = g_o$ (2)
Poiché il fattore di trasformazione da calcolare, secondo questa condizione (trasduzione di tensione) è identico al valore di k, si calcola il valore del fattore ottimo di reazione con l'espressione: $| k_{opt} | = \sqrt{g_{ib}/g'_{ib}} = \sqrt{g_o/g_{ib}}$ (3)
L'equazione può fornire valori piccolissimi per $| k_{opt} |$, se la quantità g_o, per esempio a motivo di particolari proprietà del tipo di transistore, o di dimensionamento errato nel circuito del transistore, è stata presa molto piccola. In questo caso, con l'ulteriore adozione del valore secondo la (3), si manifesterebbe in certe condizioni del circuito dell'oscillatore, un'ampiezza di oscillazione così grande all'uscita del transistore, che quest'ultimo risulterebbe sovraccarico al lato di uscita. Le variazioni dinamiche che in tal caso avrebbero luogo, influenzerebbero fortemente la stabilità della frequenza. Per queste ragioni, è necessaria una limitazione di $| k_{opt} |$ a valori piccoli, cioè: $| k_{opt} | \geqq U_1/U_{2max}$ (4), dove U_1 è la tensione oscillante desiderata all'entrata del transistore e U_{2max} è la massima tensione oscillante ammissibile all'uscita del transistore. Il valore accettabile di U_{2max} è essenzialmente determinato dal valore della tensione continua collettore-base e dalla dipendenza della capacità di uscita del transistore dalla tensione di collettore. Per punti di lavoro del transistore, come quelli finora normalmente usati, vale all'incirca: $| k_{opt} | \geqq 0{,}05$.
Per le menzionate condizioni secondarie per v e k, bisogna soddisfare l'equazione modificata per la condizione d'innesco, come segue:

$$v_{opt} \cdot k_{opt} = \frac{-(y_{fb} - j\omega C_{Rk})}{2g_o + g_{oL}} \, | k_{opt} | \, e^{j\varphi_{Rk}} = 1 \qquad (5)$$

dove la frazione rappresenta v_{opt}. Nella (5) φ_{Rk} è l'angolo di fase del fattore ottimale di reazione, che deve essere, per $v = v_{opt}$, preso in opposizione all'angolo di fase di v_{opt}.

2.2. - Relazioni per il calcolo dei parametri circuitali « ottimali »

Poiché, secondo la relazione (5), l'angolo di fase del fattore di reazione deve essere assunto in senso opposto e uguale al fattore ottimale di amplificazione v_{opt}, e poiché inoltre l'angolo di fase di v_{opt} è sostanzialmente determinato dall'angolo di fase φ_{fb} di y_{fb} ($y_{fb} \gg \omega C_{Rk}$), si può calcolare con buona approssimazione la suscettanza di reazione presa puramente immaginaria, con la seguente relazione:

$$(b_{Rk})_{opt} = \frac{g_{ib} k_{opt}}{\text{sen}\ \varphi_{fb}} \qquad (6)$$

Il fattore $1/\text{sen}\ \varphi_{fb}$ tiene conto della necessaria dissintonia per la fase di reazione ottimale $(\varphi_{Rk})_{opt}$ del circuito oscillatorio di entrata, che comporta una diminuzione del fattore di reazione k rispetto alla risonanza all'entrata.

$$y_i = \left(\frac{i_1}{u_1}\right)_{u_2=0} ; \quad y_o = \left(\frac{i_2}{u_2}\right)_{u_1=0}$$

$$y_f = \left(\frac{i_2}{u_1}\right)_{u_2=0} ; \quad y_r = \left(\frac{i_1}{u_2}\right)_{u_1=0}$$

Fig. 4 - Definizione dei parametri del quadripolo.

L'ammettenza di reazione è determinata insieme dalla parte dell'ammettenza inversa y_{rb} del transistore e da ωC_{Rk} del circuito esterno.
Tenendo conto di y_{rb}, l'equazione per il calcolo della parte del circuito esterno è:
$(\omega C_{Rk})_{opt} = (b_{Rk})_{opt} + b_{rb}$ (7)
Qui si è ritenuto che la parte reale di y_{rb} costituisca generalmente una parte relativamente piccola dell'ammettenza totale di reazione. Per valori maggiori, in certi casi, la fase della reazione viene notevolmente variata e deve essere, in tali casi, considerata. La variazione di fase della reazione e che qui interviene, vale:

$$\Delta\varphi_{Rk} = \text{artg} \frac{g_{rb}}{(b_{Rk})_{opt}} \qquad (8)$$

Il valore di ωC_{Rk}, dedotto dalla relazione (7), permette ora il calcolo dell'angolo di fase più conveniente per k_{opt}. Esso vale:

$$(y_{Rk})_{opt} \cong -\text{artg} \frac{-(b_{fb} - \omega C_{Rk})}{-g_{fb}} = \text{artg} \frac{-(b_{jb} - \omega C_{Rk})}{g_{fb}} \qquad (9)$$

Per la (9), vale per $(\varphi_{Rk})_{opt}$ ($g_{rb} = 0$; $g_{iL} = 0$):

$$(\varphi_{Rk})_{opt} = \text{artg} \frac{Im\ (k_{opt})}{Rel\ (k_{opt})} = \text{artg} \frac{g_{ib}}{b_{iL} + b_{ib} + \omega C_{Rk}} \qquad (10)$$

Eguagliando l'argomento del 2° membro delle equazioni (9) e (10), si trova la condizione di progetto:

$$-\frac{b_{jb} - \omega C_{Rk}}{g_{fb}} = \frac{g_{ib}}{b_{iL} + b_{ib} + \omega C_{Rk}} \qquad (11)$$

Con la (11) si calcola il carico b_{iL} ottimale necessario per la frequenza dell'oscillatore all'entrata del transistore:

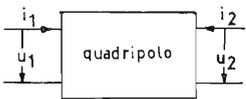
$$(b_{iL})_{opt} = \frac{-g_{ib}g_{fb}}{b_{fb} - (\omega C_{Rk})_{opt}} + -(b_{ib} + \omega C_{Rk}) \qquad (12)$$

dove ωC_{Rk}, se occorre, si calcola con la successiva formula (15).
Questa equazione può condurre per b_{iL} tanto a valori positivi, quanto a valori negativi, fra l'altro secondo la fase dell'ammettenza diretta e il carattere dell'ammettenza di entrata y_{ib} (capacitivo, o induttivo).
Rimane ora da determinare la parte reale dell'ammettenza di carico al lato di uscita (conduttanza di risonanza) per la condizione $v_{opt} = 1/k_{opt}$. Si trova:

$$(g_L)_{opt} = = | k_{opt} | \sqrt{g_{fb}^2 + [b_{fb} - (\omega C_{Rk})_{opt}]^2} - -(g_o + g_{ib} | k_{opt} |^2) \qquad (13)$$

Se si usa per $| k_{opt} |$ il valore dato dalla (3), si può stabilire la relazione:
$(g_o + g_{ib} | k_{opt} |^2) = 2\, g_o$.

3. - GUIDA PER IL PROGETTO

I parametri circuitali ottimali, calcolabili con le equazioni dei precedenti

paragrafi, conducono, con i valori e le condizioni menzionate, ad un'ampiezza di oscillazione insufficiente. Per deboli scostamenti dei parametri dei transistori dai valori dati sopra, sia per altra tensione di lavoro, o diversa temperatura, sia per inevitabili dispersioni dei parametri dei transistori, sia per deviazioni dei componenti del circuito, le oscillazioni possono scomparire. Ciò significa che un simile calcolo non darebbe, in tali casi, un circuito oscillatore sicuramente generante.

Per garantire una sufficiente sicurezza contro l'estinzione delle oscillazioni del generatore, bisogna, nel calcolo dei parametri del circuito per lo schema da realizzare, partire da un prodotto $v \cdot k > 1$. In funzionamento si ripristina poi per autoregolazione il prodotto $v \cdot k = 1$ in particolare in seguito alla diminuzione del grado di amplificazione, dovuta a sua volta alla diminuzione dell'ammettenza diretta, che si verifica con il funzionamento a segnali forti.

Scostandosi dall'equazione (1), bisogna perciò, nel calcolo dei parametri circuitali, considerare un fattore di sicurezza. Deve essere: $v \cdot k = \sigma$.

L'entità del fattore di sicurezza da assumere per una desiderata ampiezza di oscillazione dipende dalla dispersione probabile del circuito (compresi i transistori) e non può perciò essere determinato con precisione. Per la pratica, si possono prendere valori come $\sigma = 1{,}5 \div 3$.

Il fattore di sicurezza in v e in k, o in tutte e due le grandezze, deve essere attentamente e contemporaneamente considerato. L'esperienza dimostra che si dovrebbe considerare, per la massima utilità, il fattore di sicurezza nel fattore di amplificazione. Ciò è possibile con un conveniente studio dell'ammettenza di risonanza g_{oL} agente all'uscita del transistore.

In questo caso, la conduttanza di risonanza da realizzare è:

$$(g_{oL})\sigma = [(g_{oL})_{opt}/\sigma] - (1 - 1/\sigma)(g_o + g_{ib} \, | k_{opt} |^2) \qquad (14)$$

Se si ha un prefissato circuito oscillatorio accordabile del generatore, la cui conduttanza di risonanza, in seguito alla capacità del circuito (condizionata dalla necessaria variazione di frequenza, usando l'accordo con condensatore variabile) e al coefficiente di risonanza del circuito, diventa notevolmente troppo piccola, bisogna effettuare una trasformazione della conduttanza di risonanza del circuito accordato all'uscita del transistore, per es. mediante una presa della bobina del circuito stesso, come è indicato in fig. 5. Se contemporaneamente, il condensatore di reazione C_{Rk} è collegato, invece che all'uscita del transistore (collettore) al punto alto del circuito oscillatorio, si deve dimensionare il valore di capacità del condensatore, più piccolo rispetto al valore dato dalla relazione (8). Tenendo presente la necessaria trasformazione, si ha:

$$\omega C_{Rk} = (\omega C_{Rk})_{opt} \sqrt{g_{kr}/(g_{oL})} \qquad (15)$$

oppure

$$C_{Rk} = (C_{Rk})_{opt} \sqrt{g_{kr}/(g_{oL})} \qquad (16)$$

dove g_{kr} è la conduttanza di risonanza del circuito accordato di uscita non caricato riferita al punto alto.

Nelle trattazioni e nei calcoli fin qui condotti, si è supposto che non vi fosse

TABELLA I - ***Parametri del quadripolo e parametri circuitali « ottimali » per vari tipi di transistori e per diverse frequenze; U_{CE} = Tensione collettore-emettitore; I_C = corrente continua di collettore.***

Parametro	AF135 OC615	AF121	AF106	BF115	AF139	AF139	Unità di misura
f	100	100	200	100	200	800	MHz
$\pm U_{CE}$	6	5	6	10	12	12	V
$\pm I_C$	1	2	2	1	1,5	1,5	mA
y_{ib} g_{ib}	33,3	32	33	33	28	7	mS
y_{ib} b_{ib}	— 2,5	2,2	— 24	— 3,8	— 24	— 11	mS
g_o	0,33	0,25	0,36	0,083	0,09	0,5	
φ_{jb}	80	110	103	148	136	35	gradi
y_{fb} g_{fb}	3,65	— 17	— 9	— 28	— 22	11,5	mS
y_{fb} b_{fb}	20,7	29,4	40	17,5	30	8	mS
y_{rb} g_{rb}	— 0,05	— 0,16	— 0,15	—	— 0,06	— 0,2	mS
y_{rb} b_{rb}	— 0,315	— 0,28	— 0,63	— 0,6	— 0,16	— 0,346	mS
$\| k_{opt} \|$	0,1	0,088	0,104	0,05	0,0565	0,267	—
$(b_{Bk})_{opt}$	3,35	3	3,54	3,1	2,27	3,26	mS
$(\omega C_{Rk})_{opt}$	3,03	2,72	2,91	2,5	2,11	2,91	mS
$(b_{iL})_{opt}$	— 7,43	15,5	— 113,1	62,9	43,9	— 8,7	mS
$(g_{oL})_{opt}$	1,14	2,60	3,28	1,57	2,02	3,24	mS

TABELLA II - ***Valori dei parametri del circuito, ricavati dai valori, riportati nella Tabella I, tenuto conto del fattore di sicurezza σ.***

Parametro	AF135 OC615	AF121	AF106	BF115	AF139	AF139	Unità di misura
f	100	100	200	100	200	800	MHz
$\pm U_{CE}$	6	5	6	10	12	12	V
$\pm I_C$	1	2	2	1	1,5	1,5	mA
C_{RK} per $g_{oL} = g_{kr}$	4,8	4,35	2,3	4	1,7	0,58	pF
$(b_{iL})_{opt}$	— 11,8	24,7	— 10,4	100	35	— 1,7	mS
(g_{oL}) con $\sigma = 2$	0,405	1,17	1,46	0,77	0,95	1,37	mS

Fig. 5 - Schema di principio dell'oscillatore con circuito accordato di uscita provvisto di presa.

alcun carico supplementare sul circuito dell'oscillatore. Però in generale, un circuito di generatore viene sempre caricato in una qualsiasi forma. Così per es., quando il circuito oscillatore viene usato come stadio mescolatore autooscillante nei ricevitori, o quando il generatore deve pilotare uno stadio mescolatore separato.

Nel primo caso, bisogna considerare soprattutto la variazione di carico dovuta allo stadio precedente. Questo carico è però essenzialmente un carico reattivo per la frequenza dell'oscillatore, quando lo stadio mescolatore autooscillante, come d'uso, è pilotato attraverso un circuito preselettore precedente e la cui frequenza di risonanza è abbastanza lontana dalla frequenza dell'oscillatore. Questo carico capacitivo supplementare deve perciò essere considerato come parte integrante del parametro circuitale b_{iL}.

Per il secondo caso, bisogna fare i conti con una notevolmente ulteriore dispersione di energia oscillante. Ammettiamo, per es., che lo stadio mescolatore da eccitare sia equipaggiato con lo stesso tipo di transistore e che la tensione oscillante alla sua entrata sia uguale a quella all'entrata del transistore oscillatore, bisogna fare i calcoli considerando una perdita aggiuntiva di energia prelevata dall'energia dell'oscillatore dall'ammettenza di entrata del transistore oscillatore. Qui si presuppone che l'energia oscillante sia trasmessa al transistore pilotato (mediante accoppiamento induttivo o capacitivo) senza perdite.

Per poter avere il predetto fattore di sicurezza e insieme la stabilità ottimale è necessario effettuare una diminuzione della conduttanza di risonanza g_{oL} e contemporaneamente una diminuzione del fattore di reazione $|k|$. Per il caso considerato in cui il transistore pilotato richieda la stessa potenza oscillante del transistore oscillatore al lato di uscita, anche l'ammettenza di carico supplementare del circuito accordato dell'oscillatore Δg_{iL} è uguale all'ammettenza di entrata trasformata del transistore dell'oscillatore, ossia: $\Delta g'_{iL} = g'_{ib}$.

Con lo stesso criterio, con cui si è stabilita la relazione (2), si perviene alla seguente condizione per il calcolo ottimale:

$$\Delta g'_{iL} + g'_{ib} = 2g'_{ib} = g_o \qquad (17)$$

Secondo questa relazione, per ottenere energia oscillante dello stesso valore all'entrata del transistore, di quella che si è assunta per il progetto senza carico supplementare, la tensione oscillante di uscita deve essere maggiore secondo il fattore $\sqrt{2}$, mentre il valore del fattore di reazione deve essere minore secondo lo stesso fattore. Per $\Delta g_{oL} = g'_{ib}$ e per σ = costante, si ha:

$$(|v|)\Delta g_{oL} = \sqrt{2}\,|v|;$$
$$(|k|)\Delta g_{oL} = |k|\,1/\sqrt{2}$$

L'aumento di amplificazione si ottiene diminuendo l'ammettenza di risonanza g_{oL} corrispondentemente. Con $(g_{oL})\sigma$ calcolato con la (14), si ottiene la seguente equazione per il calcolo della conduttanza di risonanza da definire:

$$(g_{oL})\sigma,\ \Delta_{goL} = (g_{oL})\sigma - g_o(2 - \sqrt{2}) \simeq (g_{oL})\sigma - 0{,}6g_o \qquad (18)$$

La diminuzione del fattore di reazione k si determina diminuendo la capacità di reazione. La equazione risolutrice, in funzione di $(b_{Rk})_{opt}$ dedotto dalla relazione (6), è:

$$(\omega C_{Rk})_{opt},\ \Delta g_{oL} = (b_{Rk})_{opt}/\sqrt{2} + b_{rb} \qquad (19)$$

Con l'impiego di un circuito oscillatorio di entrata provvisto di presa sulla bobina, come quello di fig. 5, si può calcolare il valore della capacità del condensatore di reazione, ricordando la relazione (16), ricavandolo dall'equazione (19). Per oscillatori accordabili su un vasto campo di frequenze, si raccomanda, in generale, di calcolare i parametri del circuito, specialmente la reazione e il carico reattivo all'entrata del transistore, per il centro banda della gamma di accordo.

Nel calcolo di oscillatori per i ricevitori, dove le condizioni di lavoro (come U_{CE} e I_C) sono soggette a forti variazioni, bisogna tener conto delle condizioni di lavoro più sfavorevoli.

Riguardo alla stabilità di frequenza dell'oscillatore con le variazioni della tensione di lavoro, è opportuno, in certi casi, fare un calcolo che si scosti un poco dalle condizioni ottimali, così per es. con quei circuiti, nei quali la corrente continua di collettore si stabilizza in opposizione alla tensione continua collettore-emettitore. In questo caso i parametri di entrata del transistore, secondo la tecnologia di costruzione del transistore, variano con la tensione di lavoro relativamente molto meno dei parametri di uscita. Qui sarebbe utile un accoppiamento più stretto dell'entrata del transistore all'uscita dello stesso, ossia $|k| > |k_{opt}|$, per poter assumere una maggiore conduttanza di risonanza g_{oL}, secondo la relazione (13). Un calcolo siffatto fornisce una minore influenza sul circuito oscillatorio di uscita che determina la frequenza, da parte della ammettenza di uscita del transistore, la quale varia più fortemente con la tensione di lavoro. In questa occasione si deve accennare che un circuito di oscillatore progettato in questo senso è immune da oscillazioni di rilassamento, fintanto che, avendo adottato misure prevenzionali di bloccaggio, per es. per la frequenza intermedia, vi siano all'uscita del transistore costanti di tempo sufficientemente grandi.

Si deve infine anche far presente che con un accoppiamento misto induttivo-capacitivo dove la parte capacitiva deve sempre predominare, si può ottenere una maggior costanza dell'ampiezza dell'oscillazione entro un campo più vasto di accordo. *A.*

dott. ing. A. Contoni

Campioni di frequenza utilizzanti l'effetto valanga nei transistori*

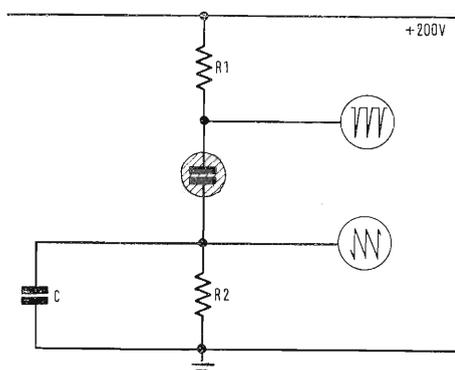



Fig. 1 - Il generatore a valanga funziona allo stesso modo di un rilassatore con tubo al neon.

Per il tecnico elettronico, la nozione del tempo è preziosa solo se è data con precisione. Così, egli ha bisogno, per la ritaratura dei suoi numerosi generatori (RF, AF, d'impulsi) o delle sue base tempi, uno standard di frequenze.
Nella sua versione classica, questo apparecchio costituisce un investimento oneroso a motivo dei suoi numerosi flip-flop, stadi tampone e altri adattatori d'impedenza e forse ancora più per il fatto che lo si usa raramente. Inoltre, gli standard, che forniscono le loro frequenze sotto forma di tensioni rettangolari sono utilizzabili quasi solo per confronti con figure di Lissajous, e quando si fanno prove di battimento, può risultare disturbante che un segnale rettangolare simmetrico passi per essere esente d'armoniche pari.
Allo scopo di « volgarizzare » lo standard di frequenze, l'autore ha cercato soprattutto la semplicità nella costruzione del suo apparecchio. L'uso giudizioso dell'effetto valanga del transistore gli ha permesso di dar luogo alla maggior parte delle frequenze ad un tempo sotto la forma d'impulsi marcatori brevissimi e di denti di sega, particolarmente comodi per le figure di Lissajous.

1. - LO SFRUTTAMENTO DELL'EFFETTO VALANGA

Per la taratura di generatori sinoidali, l'utente procede essenzialmente con il metodo dei battimenti o con le figure di Lissajous. Quest'ultimo metodo è utilizzabile fino a 200 kHz circa, e le immagini ottenute sono particolarmente facili da interpretare quando la frequenza campione è disponibile sotto forma di dente di sega quasi lineare. Un simile dente di sega è pure molto comodo nel caso di battimenti acustici, perché contiene tutte le armoniche con ampiezze decrescenti. Oltre i 200 kHz, si usano generalmente rivelatori di battimento, i diodi che ne creano le armoniche, delle quali si ha bisogno. Si può allora lavorare perfettamente con segnali campioni sinoidali.

Fig. 2 – Il generatore rilassatore a valanga fornisce ad un tempo impulsi e denti di sega.

Per verificare una base-tempi di un oscilloscopio, in durata e in linearità, o per misure oscillografiche con una « scala di tempo », ci si serve di preferenza di impulsi, la larghezza dei quali può essere minore a 1/50 del loro periodo di ripetizione. Bisogna anche notare che a 5, o anche a 1 MHz, tali impulsi non possono servire se non nella misura con cui l'amplificatore verticale dell'oscilloscopio impiegato è capace di trasmetterli.

Nella maggioranza dei casi, dunque è solo al disotto di 1 MHz che si ha bisogno ad un tempo di denti di sega e di impulsi. È allora particolarmente comodo ottenere queste forme d'onda a partire da uno stesso transistore e di usare questo anche come divisore di frequenza. La cosa è perfettamente possibile grazie all'effetto valanga, e ciò con l'ampiezza dell'ordine di 1 V, essendo l'impedenza di uscita di qualche chiloohm nel caso del dente di sega, e di qualche decina di ohm in quello degli impulsi. L'effetto valanga è un fenomeno che si manifesta con quasi tutti i transistori esso è noto da molto tempo, e il libro «Tecnica e Applicazioni dei transistori » gli consacra un capitolo dalle sue prime edizioni. Più recentemente, i suoi fondamenti teorici sono stati trattati da D. Munier, nel nº 312 della rivista « Toute l'Electronique ». Le applicazioni pratiche dell'effetto valanga sono, tuttavia, per il momento più rare degli studi teorici che gli sono stati dedicati.

Per l'applicazione qui descritta, sarà perciò inutile ritornare su considera-

(*) *Toute l'Electronique*, gennaio - febbraio 1968, pag. 3.

Fig. 3 - Sincronizzazione in una cascata di rilassatori a valanga.

Fig. 4 - Scegliendo la frequenza propria del rilassatore leggermente più bassa di quella del quarzo, si perviene ad un trascinamento sulla frequenza di quest'ultimo.

zioni teoriche e si potrà descrivere la manifestazione dell'effetto valanga basandosi sulla similitudine strettissima con la scarica in un tubo al neon.
Nello schema di fig. 1, si usa un simile tubo in un rilassatore. La corrente di ionizzazione carica il condensatore C fino a che la caduta ai capi del tubo si sia abbassata al disotto della tensione di deionizzazione. Il tubo allora si estingue e C si scarica lentamente su R_2 fino a che si raggiunge il potenziale di innesco; a partire da questo istante, il tubo conduce nuovamente e carica rapidamente C attraverso R_1; incomincia così un nuovo ciclo. Se si fa $R_1 \ll R_2$ e si usa un tubo di bassa resistenza di conduzione, si arriva effettivamente a generare contemporaneamente le due forme d'onda (impulsi e denti di sega) desiderate per la prevista applicazione. Tuttavia, il fenomeno di ionizzazione si stabilisce in modo abbastanza lento perché un simile rilassatore non sia utilizzabile che a frequenze relativamente basse. Impiegando un n-p-n al silicio in un circuito analogo (fig. 2), si arriva facilmente a frequenze di rilassamento di diversi MHz. Nelle sue manifestazioni, se non nel suo principio, questo circuito funziona esattamente come il precedente di fig. 1. Poiché il transistore non è polarizzato, esso conduce solo dopo aver ricevuto una tensione collettore-emettitore almeno pari alla sua tensione di valanga.
Per i tipi più correnti, questa tensione si trova fra 60 e 100 V, ma si possono riscontrare pure valori di 10 V o di oltre 1000 V. In ogni caso, da quando questa tensione sia stata raggiunta, si osserva che la tensione collettore-emettitore cade in modo estremamente rapido a un valore di disinnesco (come nel caso del tubo al neon), il più spesso contenuto fra 30 e 60 V. In questo regime di scarica, il transistore presenta una resistenza interna piccolissima.
Nello schema di fig. 2, la corrente di carica di C_E è limitata solo da R_C. Quando il potenziale ai capi di C_E avrà raggiunto un valore uguale alla differenza tra le tensioni di alimentazione e di bloccaggio, la corrente in R_C si annullerà e il transistore abbandonerà il regime a valanga. Lo riprenderà solo quando C_E si sarà sufficientemente scaricato su R_E, quando cioè la tensione di valanga sarà di nuovo raggiunta tra collettore ed emettitore. Le manifestazioni sono dunque proprio le stesse nel caso del tubo al neon, e ciò benché il principio fisico sia completamente diverso.

2. - SCELTA DEI COMPONENTI DI UN RILASSATORE A VALANGA

Come in ogni rilassatore, il cui condensatore che determina la frequenza viene scaricato attraverso una resistenza, si ottiene un dente di sega tanto più lineare quanto minore è la variazione relativa della tensione ai capi di questo condensatore. Si ha dunque vantaggio a lavorare con una tensione di alimentazione più alta possibile. In pratica, questa tensione è limitata a motivo della dissipazione nel transistore. Tale dissipazione rischia di creare un effetto di temperatura, per il quale un riscaldamento si traduce in un aumento della frequenza di rilassamento. A meno che non si vogliano usare transistori speciali (dunque costosi) si dovrà così lavorare con una tensione di alimentazione minore di 250 V.
Poiché la forma del dente di sega non ha un'importanza capitale per l'applicazione in oggetto, l'apparecchio descritto è stato realizzato con la tensione di 180 V.
Chiamando V_A il valore della tensione di alimentazione sorto da queste considerazioni, V_{CA} e V_{CM} le tensioni di valanga e di bloccaggio del transistore usato, si può scrivere, per la tensione media di emettitore:

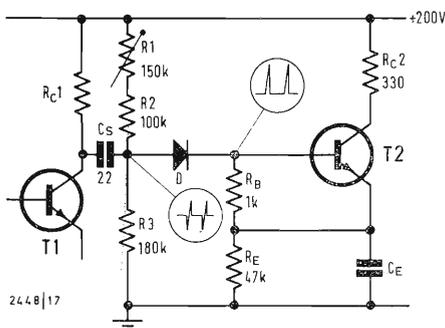
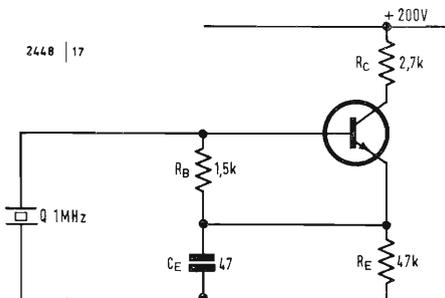
$$V_{Emed} = V_A - (V_{CA} - V_{CM})/2.$$

Se la differenza fra le tensioni di valanga e di bloccaggio è piccola rispetto alla tensione di alimentazione, si può ammettere che C_E si scarichi su R_E con una corrente in prima approssimazione costante e uguale a V_{Emed}/R_E. Si trova così, per la durata della scarica di C_E:

$$t_s = \frac{2C_E R_E (V_{CA} - V_{CM})}{2V_A - V_{CA} - V_{CM}}$$

Questa espressione dimostra che V_A ha una grandissima influenza sulla frequenza di rilassamento e che si deve stabilizzarla tanto più rigorosamente, quanto più essa è piccola. Dalle considerazioni esposte più sopra, il tempo di carica di C_E, eguale alla durata dell'impulso raccolto sul collettore, è della forma:

$$t_c = t_s (R_C - r_M)/R_E$$

dove r_M è la resistenza interna di conduzione, che presenta il transistore in regime passante.
La corrente media di alimentazione del transistore è data dall'espressione V_{Emed}/R_E, già menzionata sopra. Nel caso del circuito di fig. 2, questa corrente è quindi normalmente compresa fra 1 e 3 mA. La corrente di punta di collettore [che è $R_E (R_C + r_M)$ volte più forte della corrente media] raggiunge facilmente diverse centinaia di mA, poiché r_M può essere dell'ordine di 100 Ω. Ne risulterà pertanto un problema di dissipazione alle frequenze bassissime, quando la durata dell'impulso di collettore non sarà più trascurabile rispetto a 10 msec, ordine di grandezza generalmente ammesso per la costante di tempo termica di un transistore. Alle alte frequenze, si trova che la durata dell'impulso supera largamente il valore calcolato più sopra. Ciò proviene dalla capacità emettitore-base che il transistore presenta in seguito all'effetto Miller.

Talvolta si può rimediare a questa manifestazione della capacità emettitore-base scegliendo R_E più bassa; ma, in certi casi, ciò influisce sull'effetto valanga del transistore. Possono pure intervenire capacità della filatura e il modo in cui si dispongono in serie i tre componenti del rilassatore può avere una certa importanza. In linea di principio, R_C, il transistore + R_B e C_E con R_E, possono, infatti, essere disposti in serie in un ordine qualunque. I tipi di transistori al silicio sono preferibili a quelli al germanio per ragioni di stabilità, mentre i tipi n-p-n lo sono per un motivo di costo. I transistori in plastica manifestano spesso fluttuazioni della tensione di valanga e rischiano di presentare difficoltà di dissipazione. Si ha perciò vantaggio a usare tipi in involucro TO5. Tutti i tipi dati per una tensione massima collettore-emettitore da 30 a 50 V appaiono utilizzabili ed è unicamente per ragioni di comodità che sono stati impiegati tipi 2N1420 e 2N1711 (Sesco, Fairchild) nel campione preparato. Devono esistere quasi un migliaio di tipi, che farebbero la stessa funzione, senza contare quelli che sono venduti al dettaglio con nomi più o meno ufficiali e che sono spesso usabili in notevole proporzione (927A, Radio-Prim). In ogni modo, a meno che si usino transistori specificati « a valanga », c'è da aspettarsi un certo calo.

Nel circuito di fig. 2, la scelta può farsi facilmente. Collegando un oscilloscopio per tensioni continue fra emettitore e massa, si può agevolmente, conoscendo la tensione di alimentazione, determinare le tensioni di valanga e di bloccaggio, dalle punte dei denti di sega. Una modestissima quantità dei campioni provati si rifiuterà di oscillare; altri manifesteranno instabilità inammissibili. Inoltre, se si lavora con una tensione di alimentazione minore di 200 V, sarà prudente eliminare tutti i tipi, dei quali la tensione di valanga sia superiore a 100 V.

3. - SINCRONIZZAZIONE DI UN RILASSATORE A VALANGA

Nello standard di frequenze, ogni rilassatore deve essere sincronizzato su quello di frequenza immediatamente superiore. Per ragioni di stabilità, sarà prudente non superare il rapporto 5 di divisione di frequenza.

Per il rilassatore funzionante a 200 kHz, è possibile una sincronizzazione applicando gli impulsi dello stadio precedente (1 MHz stabilizzato a quarzo) direttamente sulla base del transistore attraverso una piccola capacità. Per ottenere una sincronizzazione netta e precisa, bisogna regolare abbastanza criticamente la capacità C_E.

Lo schema di fig. 3 usato nell'apparecchio per tutte le frequenze minori di 200 kHz, è di più facile messa a punto. L'impulso ottenuto al collettore dello stadio sincronizzatore T_1, è applicato ad un condensatore di differenziazione (C_8). Sul catodo del diodo D, si ottiene così un impulso negativo, immediatamente seguito da un impulso positivo.

Questo diodo si trova polarizzato mediante un divisore R_1, R_2, R_3 in modo da non essere conduttivo durante la prima parte del ciclo di scarica di C_E.

Durante questa scarica le tensioni di base e di emettitore di T_2 sono in realtà identiche, perché non c'è corrente di base. Quando la tensione ai capi di C_E è divenuta sufficientemente bassa, uno degli impulsi provenienti dallo stadio precedente può rendere passante il diodo D e determinare così una corrente di base in T_2, che passerà così allo stato di conduzione *prima* che si sia raggiunta la tensione di valanga. L'analogia con il thyratron a gas è troppo evidente, perché sia necessario insistervi.

Se si vuole operare una divisione di frequenza per 5, bisogna che il periodo proprio dello stadio da sincronizzare sia evidentemente più di 5 volte maggiore di quello del segnale fornito da T_1; si regola allora R_1 in modo che lo sblocco di T_2 sia ottenuto una volta ogni 5 impulsi. La sincronizzazione funziona ancora quando T_2 lavora con un periodo 10 o 20 volte maggiore di quello di T_1, ma si verifica allora una forte diminuzione dell'ampiezza del segnale di uscita.

Quando si desidera sincronizzare un rilassatore a valanga mediante un quarzo, basta (fig. 4) connettere questo tra base e massa. Siccome il funzionamento di un simile oscillatore è parzialmente fondato sulla capacità emettitore-base del transistore, conviene adottare un valore abbastanza grande per R_C, affinché l'eccitazione non sia troppo impulsiva. Il periodo delle oscillazioni proprie (in assenza del quarzo) deve essere scelto, come precedentemente, leggermente superiore a quello del quarzo usato. Quando c'è sincronizzazione, si ottiene un'onda di uscita quasi sinoidale.

4. - SCHEMA DELLO STANDARD DI FREQUENZA

Il più spesso, gli standard di frequenza procedono con una serie di divisioni di frequenza per 2 e 5. La pratica d'uso dimostra che c'è una certa ridondanza, e che una divisione per 5-4-5, richiedente un minor numero di flip-flop per una data banda di frequenze, è pure perfettamente comoda da impiegare. Nell'apparecchio qui descritto, si genera, a partire da un quarzo di 1 MHz, successivamente le frequenze 200; 50; 10; 2; 0,5 e 0,1 kHz. Lo schema di fig. 5 indica che i rilassatori corrispondenti (da T_3 a T_5) sono identici, salvo per il valore del condensatore di emettitore e per quello della resistenza di collettore, valore che nel primo e nell'ultimo divisore è stato scelto più gran-

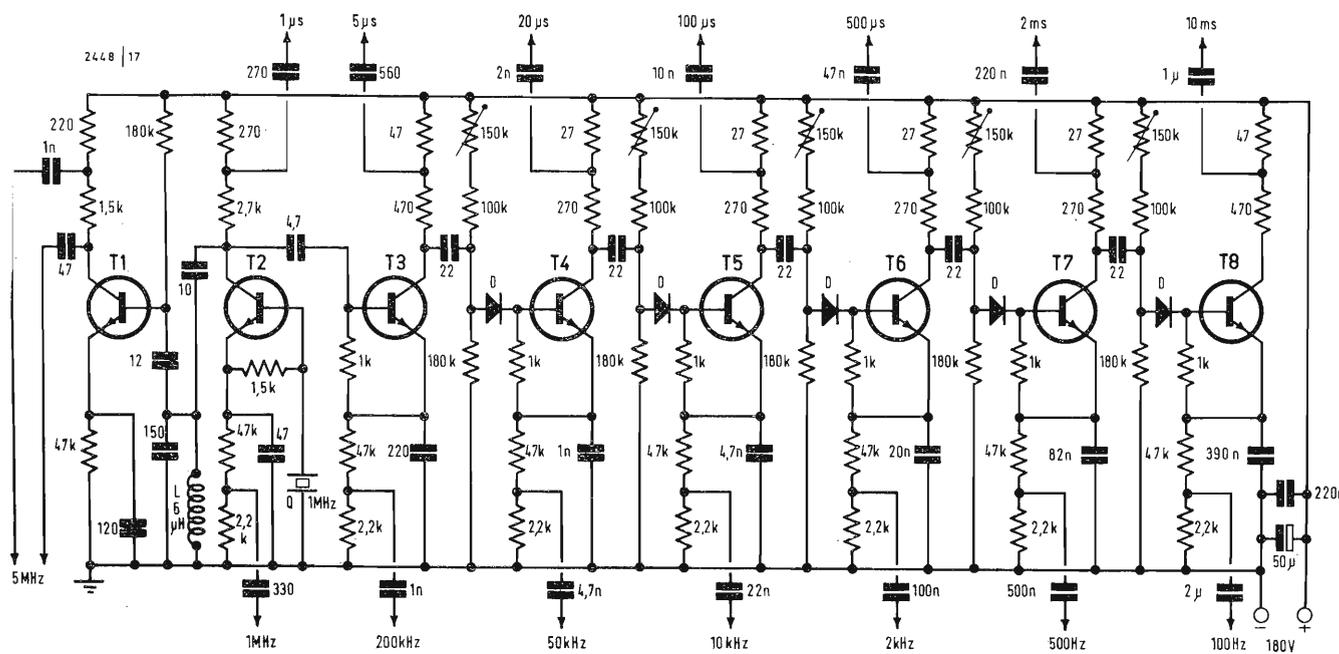



Fig. 5 - Schema completo dello standard di frequenza. La frequenza di riferimento prodotta da T_2, si trova moltiplicata per 5 in T_1 e subisce divisioni fino a 100 Hz da parte dei transistori da T_3 a T_8. Le uscite degli impulsi sono tarate nel tempo, mentre quelle dei denti di sega lo sono in frequenza.

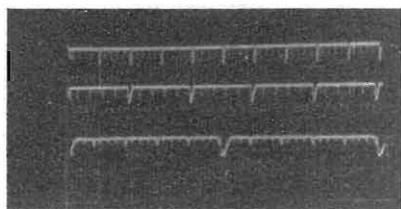



Fig. 6 - Per verificare la linearità e l'esattezza di una base-tempi d'oscillografo, si è fotografata una scala di durata, composta da impulsi di 100 e di 20 µsec di ricorrenza, per tre posizioni successive del commutatore della base-tempi. Si sono aggiunti impulsi di 5 µsec di ricorrenza sull'ultima scala.

de per motivi di dissipazione. Ben inteso, i valori indicati per C_E sono valori medi, suscettibili di subire una correzione in funzione delle caratteristiche di valanga dei transistori impiegati.

Siccome, in ogni modo, si devono scegliere transistori previsti in uno schema come quello di fig. 2, si può approfittarne per associare ciascuno con un condensatore di emettitore e che dia un periodo di rilassamento dal 20 al 50% maggiore di quello del valore nominale dello stadio considerato.

L'ampiezza punta-punta dei segnali di collettore e di emettitore è uguale alla differenza fra le tensioni di valanga e di conduzione, cioè almeno 20 V. Siccome l'uso diretto di tali tensioni condurrebbe ad un'irradiazione in tutto il laboratorio, è preferibile procedere ad una divisione di tensione, con piccole resistenze in serie con quelle di collettore o di emettitore. Si perviene così ad ampiezze dell'ordine del Volt, ad impedenze di uscita abbastanza basse e ad un funzionamento, che non verrebbe perturbato da un cortocircuito in una o più prese di uscita. Ben inteso, per ottenere a tutte le prese di uscita tensioni uguali, bisogna fare regolabili le resistenze di differenze di collettore e di emettitore, poiché le caratteristiche di valanga variano, da un esemplare all'altro, almeno altrettanto fortemente delle altre caratteristiche dei transistori.

I condensatori ai morsetti di uscita sono di valori decrescenti con la frequenza.

Si è prevista questa disposizione perché, mescolando due segnali di frequenze diverse con un collegamento diretto, si conserva sempre alla più bassa l'ampiezza più grande. Evidentemente, usando le uscite « a impulsi », si arriva a tracciare sull'oscilloscopio, scale di tempo (fig. 6), le suddivisioni delle quali si presentano come quelle di un regolo graduato. Per ottenere anche una frequenza campione di 5MHz, si procede per moltiplicazione di frequenza; perciò, l'impulso a 1 MHz presente al collettore di T_2, eccita un circuito oscillatore (L) accordato a 5 MHz. Il segnale ottenuto ai capi di questo circuito viene applicato alla base di T_1, che è un transistore di bassa capacità di reazione (BF173, R.T.C., 2N4255 o BF224, Texas-Instruments).

Esso lavora in circuito con emettitore in comune e la sua grande resistenza di emettitore gli permette di essere alimentato direttamente a 180 V.

La resistenza di polarizzazione di base, in realtà, è stata scelta in modo che la tensione collettore-emettitore sia solamente di una ventina di volt. Con un condensatore di emettitore relativamente piccolo, si rende il guadagno di questo transistore a 5 MHz più forte che a 1 MHz e si perviene così ad un'onda di uscita nella quale la componente a 1 MHz rimane abbastanza piccola per l'applicazione, che ci interessa (fig. 7).

Il segnale a 5 MHz è disponibile con due ampiezze di uscita. Con la tensione più alta, prelevata direttamente sul

collettore di T_1, si ottengono, con un rivelatore, ancora battimenti fino a 100 MHz. Se lo stadio moltiplicatore di frequenza manifesta una tendenza ad oscillazioni spontanee, basta connettere un condensatore di 3,3 pF tra il collettore di T_1 e la massa.

5. - MESSA A PUNTO

Lo stadio stabilizzato a quarzo è il primo del quale bisogna assicurare il perfetto funzionamento. In caso d'insuccesso, conviene rivedere essenzialmente la resistenza di collettore e il condensatore di emettitore. La fig. 8 indica le forme d'onda che si devono riscontrare in funzionamento normale.

Si passa poi alla messa a punto del moltiplicatore. Essa consiste nel regolare il nucleo di regolazione di L, in modo che la tensione di uscita divenga massima. Formando una figura di Lissajous tra i segnali di uscita a 1 MHz e a 5 MHz, ci si assicura che è proprio sull'armonica 5ª che si trova accordato. Per la messa a punto dei divisori, sarà sempre il metodo dell'illustre Versaillais ad essere il più comodo. Si comincia con l'applicare il segnale a 1 MHz e i 200 kHz presunti alle entrate verticale (*V*) e orizzontale (*H*) di un oscilloscopio e si agisce sulla resistenza regolabile di polarizzazione dello stadio a 200 kHz fino a trovarsi esattamente al centro della banda di funzionamento corrispondente alla divisione per 5. Le forme d'onda corrispondenti sono riportate nelle figure da 9 a 13.

Se si vuol verificare la precisione assoluta dell'apparecchio si può usare l'uscita 200 kHz per effettuare, per mezzo di un ricevitore, un battimento con il trasmettitore inglese di Droitwich, la cui frequenza (200 kHz) è garantita a quasi 10^{-7}. Con l'apparecchio descritto, questa verifica ha dato luogo ad un

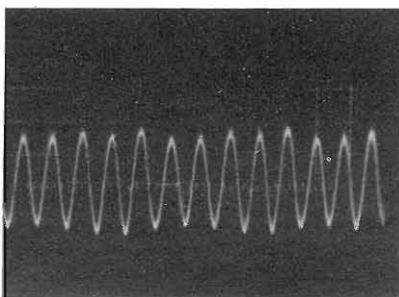



Fig. 7 - Il segnale a 5 MHz è influenzato solo lievemente dalla fondamentale a 1 MHz.

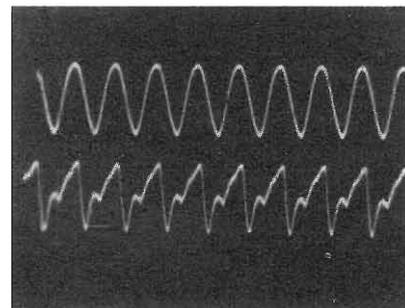



Fig. 8 - Segnali di emettitore (in alto) e di collettore (in basso) dello stadio stabilizzato a quarzo.

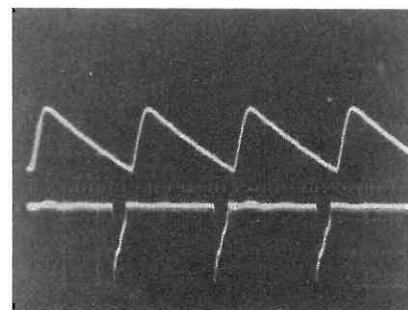
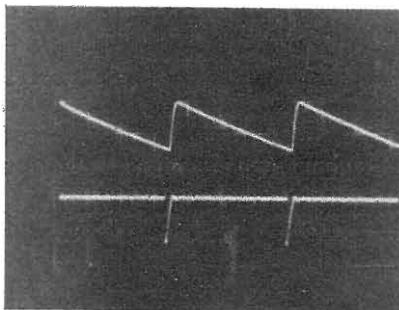
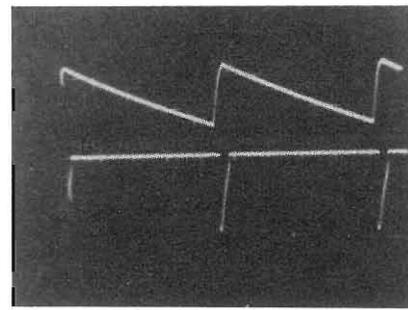
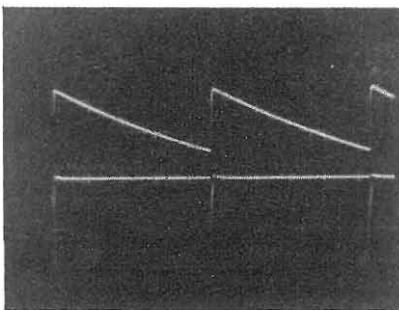
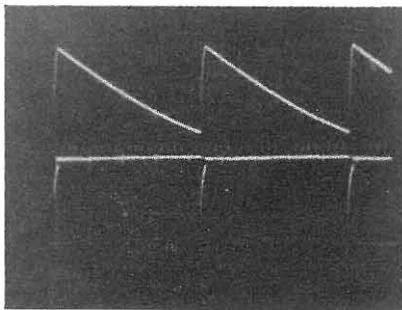



Fig. 9 a 13 - Segnali di uscita a 100 Hz, 500 Hz, 2, 10, 50 e 200 kHz dei divisori di frequenza. La leggera ondulazione di cui sono affette le curve della fig. 13 provengono essenzialmente dal fatto che la sincronizzazione dello stadio corrispondente (T_3) è stata effettuata con semplice accoppiamento capacitivo.

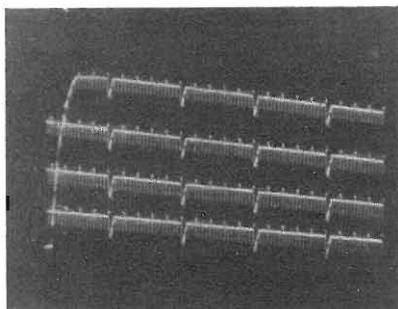



Fig. 14 - Scala di tempo di 2 msec, la cui divisione più fine corrisponde alla durata di 5 μsec.

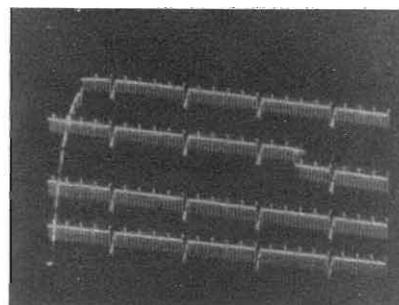



Fig. 16 - Esempio d'impiego della scala di tempo della fig. 14.

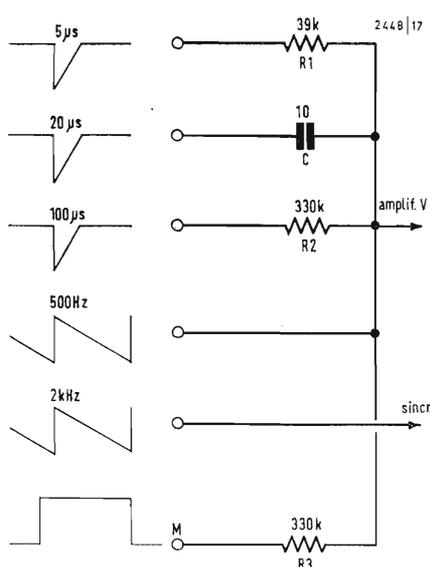



Fig. 15 - L'oscillogramma di fig. 14 è stato ottenuto intero connettendo diverse uscite dello standard di frequenze.

battimento di meno di 10 Hz, corrispondente ad una precisione superiore a $5:10^{-5}$. Questa esperienza dimostra che il modo di uso particolarissimo che si è adottato per il quarzo (fig. 4) non ne influenza per nulla la frequenza di risonanza.

6. - ESEMPIO DI MISURE DI TEMPO

Si possono fare misure di tempo particolarmente precise quando si tracciano simultaneamente diverse scale di durata sullo schermo di un oscillografo. Un esempio è dato dall'oscillogramma di fig. 14, ottenuto con il circuito di fig. 15. L'oscillografo era sincronizzato sul dente di sega di 2 kHz, quello a 500 Hz era applicato direttamente all'amplificatore verticale e disaccoppiato in 4 tronchi. Tutta la figura viene così tracciata in 2 msec, gli inizi di ciascuna linea erano separati da intervalli di 500 μsec. Alla fine di ogni linea, la scala viene cancellata per circa 20 μsec, in seguito al ritorno della deviazione dell'oscillografo.

Per evitare questa cancellazione, sarebbe bastato usare il dente di sega a 2 kHz al posto della base tempi dell'oscilloscopio. Divenendo allora visibile, il ritorno di questo dente di sega avrebbe reso visibile anche la parte normalmente cancellata della scala. Tuttavia, essendo la zona di sensibilità di un'emulsione fotografica meno grande di quella dell'occhio umano, c'era da temere che la doppia trasposizione schermo-foto e foto-cliché facesse perdere le finezze di un'immagine già sufficientemente dettagliata, tale da non porre problemi di riproduzione.

Ad ogni modo, il metodo di sincronizzazione non impedisce di vedere che ogni linea è suddivisa da impulsi negativi, di ampiezza relativamente grande e spaziati di 100 μsec. Questi impulsi sono stati applicati all'oscilloscopio con una resistenza R_2 (fig. 15), mentre gli impulsi spaziati di 20 μsec lo sono stati con un condensatore C, il cui effetto differenziatore li fa apparire positivi sull'oscillogramma. Si evita così qualunque confusione con gli impulsi di 5 μsec, che, applicati attraverso R_1, appaiono negativi.

Se l'oscilloscopio usato permette una estensione per dieci nel senso orizzontale, si possono anche aggiungere impulsi spaziati da 1 μsec e ottenere così una divisione per $5 \cdot 10^{-4}$ della durata del ciclo di deviazione.

L'impulso di cui si vuol misurare la durata deve essere applicato al punto M di fig. 15. Nel caso dell'oscillogramma di fig. 16, l'impulso proveniva da un flip-flop, il cui schema è riportato in fig. 17 e che era stato sincronizzato con l'impulso di 2 msec di ripetizione, fornito dallo standard di frequenze.

Confrontando gli oscillogrammi di fig. 14 e di fig. 16, si vede che l'impulso prodotto dal flip-flop comincia, all'inizio della prima linea, all'istante di incidenza di un impulso marcatore di 20 μsec. Tenuto conto della cancellazione del ritorno di scansione, detto impulso dura 440 μsec sulla prima linea, e sulla seconda si arresta a 355 μsec circa. La misura dimostra, d'altra parte, che la precisione del flip-flop è alquanto dubbia. La fine dell'impulso non è nettamente definita ed è variata, durante i 30 sec di durata della posa della foto, fra 790 e 800 μsec rispetto all'inizio, che è rimasto stabilissimo.

Si è scelto l'esempio delle scale di tempo, perché è peculiare dell'apparecchio descritto, poiché uno standard di frequenze classico non fornisce le forme d'onda appropriate. Al contrario, l'apparecchio descritto è evidentemente capace di tutte le applicazioni di uno standard di frequenze del tipo corrente.

Tuttavia, se si tratta di applicazioni, non è solo all'apparecchio descritto che bisogna pensare, ma anche all'effetto che in esso si sfrutta. Ciò che si è detto sul rilassatore a valanga dimostra, infatti, che il suo principio è pure utilizzabile nei campi, che vanno dalla musica elettronica ai calcolatori o dai convertitori agli orologi a quarzo. *A.*

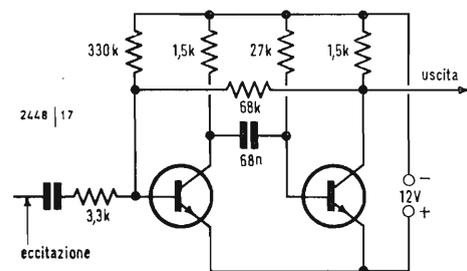



Fig. 17 - Schema dell'univibratore usato per l'esperienza della fig. 16.

Tubo per telecamera miniaturizzato "Plumbicon"

Alcuni collaboratori dei Laboratori di ricerca della Philips hanno messo a punto un tubo per telecamera miniaturizzato « Plumbicon » che si ritiene possa assumere grande importanza soprattutto nel settore della televisione a colori. Si tratta di un piccolo tubo lungo, in tutto, solo 13 centimetri il cui diametro esterno è di cm 1,6. Sono dimensioni pressochè dimezzate rispetto a quelle del « Plumbicon » normale già applicato con tanto successo in tutto il mondo, nelle telecamere a colori.
Con l'impiego del tubo « Plumbicon » miniaturizzatosi può realizzare una telecamera a colori portatile che, per dimensioni e peso, è paragonabile ad una camera per film da 16 mm, obiettivo escluso. Il peso della telecamera, con i relativi circuiti elettrici completamente montati, è di circa 3 kg. Ad essa va aggiunta una piccola scatola contenitrice di circa 4 kg. Questa scatola è collegata per mezzo di un cavo per normali telecamere, preferibilmente in versione più sottile, con l'apparecchiatura di controllo che si trova nell'auto di servizio, esattamente come si fa per una grande telecamera da reportage.
Per una telecamera portatile da reportage si sceglierà un obiettivo zoom piccolo e leggero, del peso di un chilo circa, ed un esploratore d'immagine elettronico di piccolo formato, anche esso di un chilo, in modo che il peso complessivo non superi i cinque chili e la telecamera possa essere trasportata a mano.
Oltre all'impiego come telecamera da reportage per le trasmissioni TV, si potrebbe pensare anche ad applicazioni professionali TV a circuito chiuso, così come all'uso nella ricerca e negli insegnamenti medici, come ad esempio per l'esame interno dello stomaco per mezzo dell'endoscopia. Fra i tanti campi d'applicazione in cui il colore è essenziale, possiamo citare l'osservazione di immagini microscopiche e di alcuni processi industriali di fabbricazione. In tutti i settori citati si ha bisogno di una piccola e leggera telecamera a colori, soprattutto in relazione all'adattamento (sia che la si monti, sia che la si incorpori) ad altre apparecchiature, come ad esempio il microscopio, l'endoscopio, la lampada scialittica per camere operatorie.
Dato che in questo tipo di telecamera a colori si adoperano tre tubi di ripresa (per i tre colori di base: rosso, verde e blu), le dimensioni del tubo sono determinanti. Rileviamo d'altronde che anche per la TV in bianco e nero esistono diverse possibilità di applicazioni per una telecamera di dimensioni così ridotte.
Per la realizzazione del tubo per telecamera « Plumbicon » miniaturizzato, si son dovuti affrontare e risolvere alcuni problemi. In primo luogo si è dovuto rispettare la necessità inderogabile di ottenere, pur nei limiti delle dimensioni ridotti del foro di immagine (diagonale d'immagine soltanto 10,5 mm), una sufficiente nitidezza. Attualmente la concentrazione (potere di separazione) di un tubo di ripresa dipende dalle caratteristiche del cannone elettronico (concentrazione del fascio) e da quelle dello strato fotosensibile (risoluzione dello strato).

Si ottiene un eccellente concentrazione del fascio realizzando una speciale costruzione del cannone con focalizzazione elettrostatica. La deviazione del fascio di elettroni si ottiene elettromagneticamente. Si è preferita alla focalizzazione magnetica la focalizzazione elettrostatica per l'economia di peso e spazio che si ottiene con la soppressione della bobina di focalizzazione ed anche perchè in una bobina di focalizzazione si produce sempre del calore. Con l'ausilio di una variante dello strato fotoconduttore del tubo « Plumbicon » di tipo normale si è potuto realizzare la voluta risoluzione di strato.

Fra gli altri problemi costruttivi che si sono dovuti risolvere per ottenere la forte riduzione del formato del tubo, possiamo citare ancora la realizzazione di un telo a maglie finissime (mesh). Il tubo miniaturizzato « Plumbicon » dispone di un « mesh » con non meno di 1500 maglie per ogni pollice. Come risultato complessivo relativo al potere di separazione si è ottenuta una profondità di modulazione del 40 % circa a 3 MHz ad una corrente di segnale delle creste di bianco di 0,2 microamp. ciò che, dato le dimensioni ridotte del tubo, costituisce un risultato di rilievo.
Per poter provare il tubo miniaturizzato « Plumbicon » e per mostrare le possibilità che presenta nella costruzione di piccole telecamere, nei Laboratori di ricerca è stata costruita una telecamera che ha, più o meno, le dimensioni suddette. Benchè non si possano evidentemente registrare gli stessi dati delle telecamere da studio, si può tuttavia dire che i risultati ottenuti con questa piccola telecamera sperimentale sono sorprendenti. Il potere di separazione (grazie a speciali correzioni) non è affatto inferiore a quello di una grande telecamera, la sensibilità è sullo stesso piano e le proprietà di energia appaiono più favorevoli.
E' lecito attendersi che nei settori cui si è già precedentemente accennato il tubo miniaturizzato « Plumbicon » renderà più attraente e più semplice l'applicazione della TV a colori, mentre si apriranno altre nuove possibilità di applicazione. *(ph)*

Nuova tecnologia per il progresso dell'elettronica

Una nuova tecnologia che consente di concentrare in un solo elemento di semiconduttore un numero molto elevato di componenti elettronici è stata presentata a Milano durante un simposio svoltosi alla FAST sul tema: « Tecnologia dei circuiti integrati MOS e sue applicazioni ». Il simposio è stato organizzato dalla General Instrument Europe e dalla Società Generale Semiconduttori. Il professor Luigi Dadda ha aperto i lavori e il prof. Renato Teani li ha coordinati.

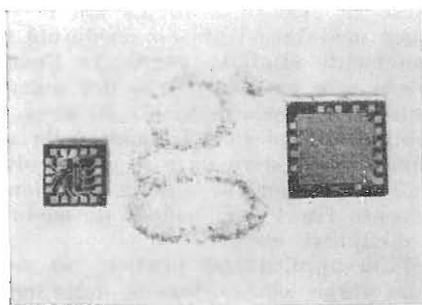
* * *

Attraverso l'impiego della tecnologia MOS (Metal Oxide Silicon) si è giunti a produrre dei microcircuiti che integrano sino a duemila transistori, mentre nei laboratori si stanno studiando degli elementi che su una superficie di pochi millimetri integrano sino a cinquemila componenti. È chiaro che microcircuiti di questo tipo sono veri e propri sistemi elettronici.
I vantaggi della tecnologia MOS non si limitano a questo, ma aprono anche nuove prospettive all'industria delle apparecchiature elettroniche. Le maggiori complessità ottenibili permettono infatti di costruire microcircuiti « su misura », ovvero progettati in funzione di particolari applicazioni, con costi limitati ed in un breve volger di tempo.
Ogni apparecchiatura elettronica richiede l'impiego di un certo numero di circuiti formati ognuno da componenti di tipo standardizzato. Quando viceversa sia necessario costruire la stessa apparecchiatura impiegando circuiti integrati complessi, il problema nasce dalla necessità di adattare ad ogni sistema uno schema elettrico appropriato che varia da caso a caso.
La tecnologia MOS permette di produrre su scala industriale piastrine di silicio sulle quali vengono diffusi dei circuiti elementari, disposti in modo regolare secondo un reticolo standard o micromatrice priva di interconnessioni tra i vari circuiti. Su questo prodotto base le industrie di apparecchiature possono richiedere che vengano effettuate le interconnessioni più adatte alle proprie esigenze.

* * *

È chiara quindi l'opportunità che si istauri un continuo rapporto di collaborazione tra produttori di semiconduttori e utilizzatori, che abbia come base un efficiente laboratorio di ricerca e sviluppo, il più possibile vicino ai centri industriali di utilizzazione. Può essere cioè studiato caso per caso, in collaborazione con il produttore di semiconduttori, lo schema ottimale da realizzare attraverso un ultimo processo di metallizzazione della micromatrice preesistente: la metallizzazione quindi è specializzata, mentre la micromatrice sottostante è standard.
Il vantaggio di poter compiere oltre tre quarti del complesso processo di produzione dei microcircuiti su grandi quantità di dispositivi, comporta in effetti una notevole riduzione dei costi e dei tempi di lavorazione rispetto a produzioni limitate, compiute ex novo per dispositivi interamente studiati per determinate apparecchiature.
Da questa premessa deriva infine la possibilità di applicazioni dell'elettronica in campi sempre nuovi, che attualmente le sono preclusi per ragioni essenzialmente economiche.

* * *

Attualmente vengono impiegate due tecnologie di base per realizzare circuiti integrati: quella « bipolare », così chiamata perché deriva dai processi di fabbricazione del comune transistore o transistore bipolare, e la tecnologia MOS. La prima è stata utilizzata inizialmente per costruire i primi circuiti integrati ed è tuttora universalmente impiegata per realizzarne di non molto complessi ma in compenso molto veloci. La tecnologia MOS è stata sviluppata recentemente e presenta vantaggi per la semplicità del processo e la maggiore densità di componenti elettronici per unità di area di semiconduttore. Appare evidente come tale tecnologia si dimostri particolarmente adatta a realizzare circuiti integrati complessi o, in altri termini, rappresenti la soluzione migliore per realizzare l'integrazione su larga scala, conosciuta con la sigla LSI (Large Scale Integration). Questa sigla ha fatto la sua prima apparizione due anni fa e può essere compresa alla luce della rapidissima evoluzione subita dall'elettronica negli ultimi vent'anni.
Nel 1948 nacque il primo transistore, ovvero un elemento di amplificazione della corrente elettrica realizzato non più attraverso dei tubi a vuoto (le ben note valvole termoioniche) ma con dei materiali solidi: i semiconduttori. I transistori furono successivamente perfezionati nelle prestazioni tecniche e nello stesso tempo si iniziò lo studio di altri componenti fabbricati con gli stessi materiali solidi semiconduttori. Questi componenti restavano comunque degli elementi distinti che, all'interno di un circuito, si trovavano contrapposti ad altri componenti tradizionali non ancora realizzabili in materiale semiconduttore.
Negli anni 1958-1960 nacquero i primi circuiti integrati che, dopo il 1961, videro uno sviluppo rapidissimo. Per realizzare un circuito di questo tipo vengono raggruppati (o « integrati », secondo un termine più tecnico) in una stessa piastrina di materiale semiconduttore — generalmente il silicio — diversi elementi del circuito e in modo tale che non si distinguono più gli uni dagli altri, essendo amalgamati

La tecnologia MOS, di cui si è discusso nel corso di un convegno svoltosi alla FAST per iniziativa della SGS e della G.I. Europe, consente la realizzazione di microcircuiti che integrano centinaia di transistori ed altri componenti elettronici. Il dispositivo a sinistra è appunto un microcircuito MOS contenente 380 transistori, comparato con una lettera dattiloscritta da una comune macchina per scrivere e con un microcircuito di tipo bipolare contenente venti transistori.

nel materiale semiconduttore. In effetti solo di recente si è riusciti a fabbricare tutti gli elementi sia attivi (transistori e diodi) sia passivi (resistenza e capacità) all'interno di una stessa piastrina di silicio.
Appena giunti a questo stadio tecnologico, i ricercatori si sono spinti ancora oltre: l'obiettivo era integrare sulla stessa piastrina di silicio non più qualche decina ma alcune centinaia di circuiti, composti ciascuno di un numero elevato di componenti. Gli studi si sono quindi concentrati su nuove tecnologie per connettere questa molteplicità di circuiti. La tecnologia MOS è appunto quella che meglio di ogni altra permette oggi di superare questo problema.
Ecco l'elenco delle relazioni: « Caratteristiche elettriche e costruttive del transistore MOS », ing. Fabio Capocaccia; « Criteri di progettazione per LSI (Integrazione su larga scala) », ing. Marcello Corradetti; « Tecnologia MOS e tecnologia bipolare », sig. Alessandro Arnofi; « Logica a 4 fasi », ing. Tommaso Restaino; « Sviluppi futuri della tecnologia MOS », ing. Fabio Capocaccia; « Applicazioni tipiche », ing. Manlio Laschena; « Micromatrici e loro applicazioni », ing. Claudio Amadasi; « Memorie a sola lettura », ing. Marcello Corradetti. *(fast)*

Un contributo del C.N.R. alle ricerche dell'I.S.P.T. sulle applicazioni del Laser alle telecomunicazioni

Presso l'Istituto Superiore delle Poste e delle Telecomunicazioni, in collaborazione con la Fondazione U. Bordoni che ha avuto un contributo da parte del Consiglio Nazionale delle Ricerche, si stanno da tempo conducendo ricerche sulle applicazioni del Laser alle telecomunicazioni. Dopo aver studiato le caratteristiche di vari tipi di sorgenti Laser, si stanno ora considerando i fenomeni di propagazione di fasci di luce coerente in atmosfera e le possibilità di collegamenti completi con Laser.
A questo proposito due sono sostanzialmente le linee di ricerca:

1) influenza dell'atmosfera sulla propagazione;
2) studio di sistemi completi di trasmissione su portante Laser.

Lungo la prima linea si sono studiati e si stanno studiando gli effetti delle condizioni meteorologiche sulla propagazione di fasci Laser nel visibile (rubino 6943A ed elio-neon 6328A).
Un elemento che ha un'influenza molto grande sulla possibilità di realizzare collegamenti è rappresentato dalla turbolenza atmosferica. Questo problema riceve particolare attenzione da parte della Fondazione dove si studia l'effetto delle fluttuazioni dell'indice di rifrazione atmosferico su collegamenti sperimentali.
A questi studi in atmosfera libera si affiancano alcune ricerche teoriche tendenti a realizzare ed esaminare nei loro dettagli alcuni modelli di turbolenza termica controllata in laboratorio, che possono servire per l'interpretazione dei risultati che si ottengono nell'atmosfera.
Questo complesso di studi, che attiene ad una particolare forma di interazione fra radiazione e materia, ha anche portato alla messa in luce di particolari nuovi metodi mediante i quali, studiando l'andamento delle funzioni di correlazione del fascio di luce coerente interagente in un mezzo qualsivoglia, si possono ricavare importanti informazioni sul mezzo, non ottenibili con le ordinarie tecniche finora utilizzate.
Lungo la seconda linea sono stati realizzati vari tipi di collegamenti su portante Laser. L'ultimo in ordine di tempo è un collegamento utilizzante un Laser ad elio-neon (6328A) su un percorso in atmosfera di 3,5 km in cui un multiplex telefonico viene utilizzato per modulare il fascio mediante un modulatore a KDP realizzato e precedentemente studiato presso la Fondazione. Il segnale ricevuto viene demultiplato e le caratteristiche del segnale vengono esaminate. Tale collegamento e quelli in progetto hanno lo scopo di raccogliere informazioni sulle reali possibilità d'impiego del Laser nelle applicazioni alla trasmissione della informazione. In particolare le prove, oltre a mettere in luce gli effetti delle condizioni meteorologiche e della turbolenza atmosferica, servono ad eseguire un confronto fra i vari metodi di modulazione (d'ampiezza, di frequenza, a codice d'impulsi, etc.).
Si è naturalmente lontani da una immediata applicazione pratica, ma sono questi gli studi che potranno portare, piano piano, alla evoluzione delle tecniche per l'impiego dei Laser nelle telecomunicazioni.
Allo scopo di elaborare la copiosa massa dei dati ottenuti in esperienze di propagazione eseguite in lunghi intervalli di tempo si stanno anche introducendo le tecniche di elaborazione ottica dell'informazione. Le stesse tecniche di filtraggio ottico vengono anche applicate nell'importante campo del riconoscimento dei caratteri. Queste tecniche hanno poi avuto interessanti e nuove applicazioni nei laboratori dell'Istituto Superiore P.T. per l'elaborazione dei dati interferometrici dello studio della turbolenza atmosferica. *(i.s.)*

Piero Soati

I ricevitori radio: loro costituzione e riparazione*

1. - SULLA CONVERSIONE DI FREQUENZA

Abbiamo precedentemente preso in esame i circuiti a conversione di frequenza nei quali si fa uso di triodi, tetrodi ed exodi: passeremo adesso in rassegna i circuiti nei quali si ricorre all'impiego dell'eptodo o dell'ottodo.

L'eptodo, come è mostrato in fig. 1, è un tubo costituito da sette elettrodi dei quali cinque sono griglie. Esso è formato dalla connessione in cascata di un triodo con un tetrodo. Il primo risulta composto dalle griglie g_1 e g_2 mentre il tetrodo comprende la g_3, la g_4 e la g_5. In relazione a questo fatto la g_2 può essere definita tanto con il nome di griglia anodica quanto con quello di anodo del triodo. In effetti si tratta di un elettrodo che assolve alle funzioni che sono proprie dell'anodo di un triodo anche se è costruito come una griglia, anziché da un elettrodo a superficie continua. La costruzione di tale elettrodo, nella forma che è propria delle griglie, è dovuta alla necessità di consentire al flusso elettronico di trasferirsi dal catodo all'anodo del tetrodo.

Per comprendere il funzionamento dell'eptodo è necessario ricordare come il triodo possa essere sostituito da un elettrodo che emetta un flusso elettronico (*detto catodo virtuale*) variabile nel tempo con la stessa frequenza di funzionamento del generatore autoeccitato realizzato normalmente con una sezione a tre elettrodi (*cioè il catodo reale con le due griglie*). Ciò consente di ottenere il cambiamento di frequenza per modulazione, ossia per effetto di due tensioni aventi frequenze diverse fra loro.

L'ottodo deve essere considerato un equivalente dell'eptodo. Esso infatti differisce da quest'ultimo per il fatto che anziché avere un triodo in cascata con un tetrodo dispone di una griglia in più di modo che si ha un triodo in cascata con un pentodo (fig. 2). Ciò permette di ottenere una maggiore amplificazione, oltre a dare la possibilità di realizzare un funzionamento più redditizio, consentendo la ripartizione del flusso elettronico in fasci.

In fig. 3 è riportato lo schema classico d'impiego di un eptodo quale convertitore di frequenza. La frequenza locale corrisponde alla frequenza di accordo del circuito oscillante connesso alla griglia anodica. Il catodo virtuale, con il quale si possono sostituire i primi due elettrodi, fornisce un flusso variabile a frequenza locale sul quale agisce anche la frequenza portante in arrivo che è applicata alla griglia g_3. Quindi nel circuito anodico risultano essere presenti due frequenze: una uguale alla somma ed una uguale alla differenza delle frequenze in gioco. Quest'ultima, che corrisponde alla frequenza di accordo del circuito di carico, è nota con il nome di frequenza intermedia.

Un ottodo a fascio costruttivamente è

(*) segue dal n. 11, novembre 1968, pag. 470.

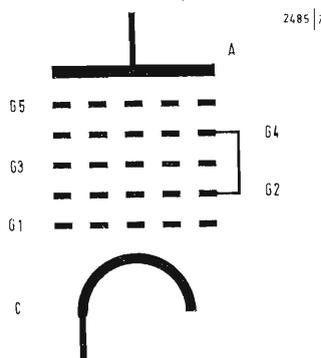



Fig. 1 - Eptodo-convertitore.

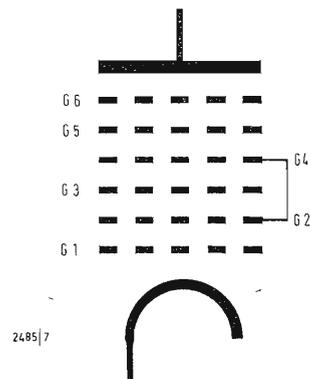



Fig. 2 - Ottodo-convertitore.

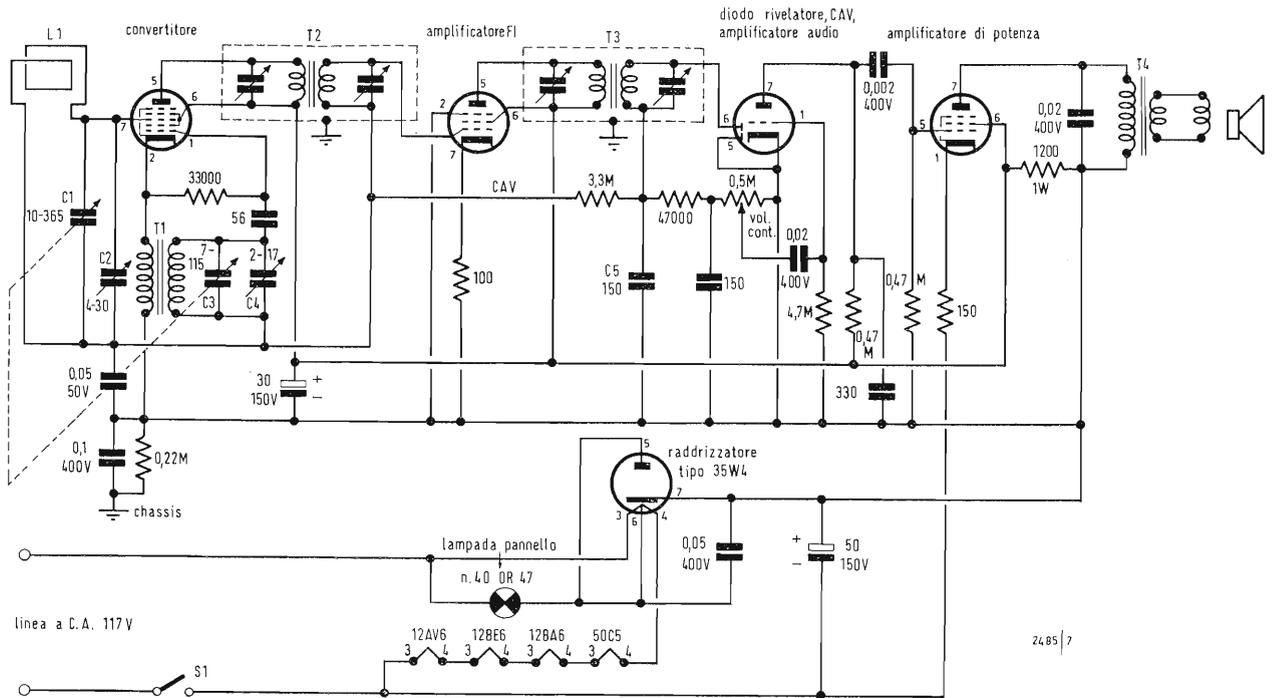



Fig. 3 - *a*) Ricevitore con tubo convertitore eptodo.

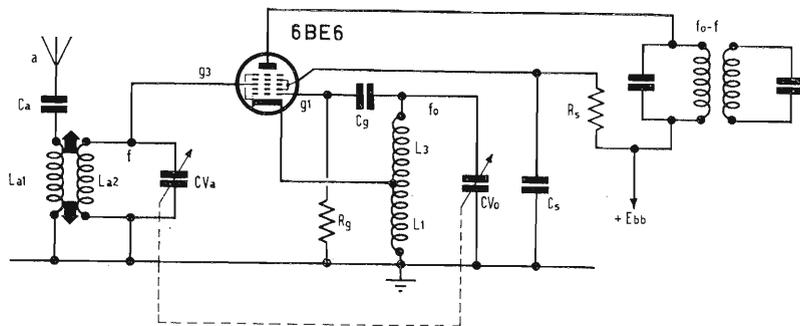



Fig. 3 - *b*) Eptodo-convertitore. Circuito Hartley-Eco.

rappresentato in fig. 4. Le quattro barrette che sostengono la griglia g_1 in pratica suddividono l'emissione elettronica proveniente dal catodo in quattro fasci. Due di questi fasci raggiungono la g_1 e la g_2 con le quali in pratica si viene a realizzare l'oscillatore locale. La frequenza di quest'ultimo modula gli altri due fasci che pervengono all'anodo tramite due aperture praticate sulla superficie continua della griglia schermo g_3. I fasci elettronici si presentano alle barrette di sostegno della g_4, detta griglia comando, che riceve una tensione di polarizzazione che è negativa rispetto al catodo. In conseguenza di ciò i due fasci di elettroni si suddividono in altri due fasci divergenti di modo che la ripartizione del flusso elettronico sulla placca risulta più uniforme. Le griglie g_3 e g_5, connesse fra loro internamente al tubo, costituiscono le griglie schermo. Con una tale struttura costruttiva il funzionamento del generatore locale, realizzato come abbiamo detto mediante le prime due griglie, non risente del funzionamento del pentodo. Gli elettroni che eventualmente sono respinti dalla g_4 sono captati dalla superficie esterna della g_3 che non interviene nel funzionamento della sezione triodica.

Fig. 4 - Sezione di un ottodo.

2. - CONVERSIONE DI FREQUENZA MEDIANTE TUBI AVENTI FLUSSO ELETTRONICO INDIPENDENTE

La possibilità di rendere praticamente trascurabile l'interazione fra i circuiti che producono la frequenza locale con gli altri circuiti relativi alla frequenza in arrivo oltre che con l'impiego di tubi separati può essere ottenuta con tubi aventi due sezioni indipendenti.

In fig. 5, ad esempio è mostrato un triodo-eptodo che consente di attuare tale soluzione. Il flusso elettronico emesso dal catodo viene in tal caso avviato a due distinte sezioni: una di tre elettrodi, che ha il compito di fornire l'oscillazione locale ed una a sei elettrodi alla quale pervengono tanto la frequenza in arrivo quanto quella locale. Quest'ultima passa da una sezione all'altra tramite un'apposita griglia, detta *griglia di iniezione*, la quale è collegata, internamente od esternamente a seconda del tipo di tubo, alla griglia del triodo.

È importante notare che nel caso di un convertitore del tipo triodo-esodo, la tensione del controllo automatico di sensibilità risulta applicata solamente alla griglia controllo e di conseguenza essa non può dar luogo ad alcuna variazione nel funzionamento del triodo che genera le oscillazioni locali.

In alcuni tipi di tubi di questo genere, si ottiene la modulazione variabile costruendo la griglia g_1 e g_3 dell'exodo, e talvolta la sola g_4, a forma di elica a passo variabile. Mediante tale accorgimento quando l'ampiezza della tensione ad alta frequenza in arrivo è debole il CAS non entra in funzione e la griglia g_1, non essendo polarizzata lascia passare il flusso elettronico per tutta la sua lunghezza (v. fig. 6), e la frequenza locale viene perciò ad essere fortemente modulata. Qualora invece l'ampiezza della tensione ad alta frequenza sia elevata, il CAS polarizza negativamente la g_1 che a sua volta frena il fascio elettronico arrestandolo in quei punti dove le spire della griglia stessa sono maggiormente avvicinate fra di loro. In tal caso la tensione a frequenza locale viene modulata in modo minore. Ciò consente di ottenere, in qualsiasi condizione di ampiezza dell'alta frequenza, un esatto valore della modulazione della frequenza locale.

3. - INTERFERENZE PROPRIE DEI CIRCUITI SUPERETERODINA

Nei circuiti supereterodina, la presenza di un circuito oscillante locale avente lo scopo di provocare il battimento con la frequenza delle stazioni che si desiderano ricevere, allo scopo di ottenere il cambiamento di frequenza, può essere la causa di alcuni fenomeni locali di interferenza che nulla hanno a che vedere con le interferenze sulle quali ci siamo intrattenuti per il numero scorso.

I casi più comuni di interferenza, non reale, che si costatano frequentemente nei ricevitori di questo genere, sono i seguenti:

a) *interferenza per frequenza immagine;*
b) *interferenza per armonica dell'oscillatore;*
c) *interferenza per armonica della media frequenza.*

Si tratta di fenomeni di notevole importanza, specialmente il primo, che il tecnico deve essere sempre in grado di individuare allo scopo di effettuare una regolare messa a punto di un ricevitore.

3.1. - Interferenza d'immagine

Abbiamo già precisato che in un circuito supereterodina esiste un oscillatore locale destinato a generare delle oscillazioni la cui frequenza deve differire costantemente dalla frequenza delle stazioni ricevute, del valore corrispondente alla frequenza intermedia, secondo la relazione:

$$Fo + Fm = Fs$$

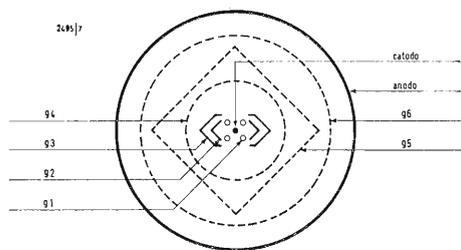
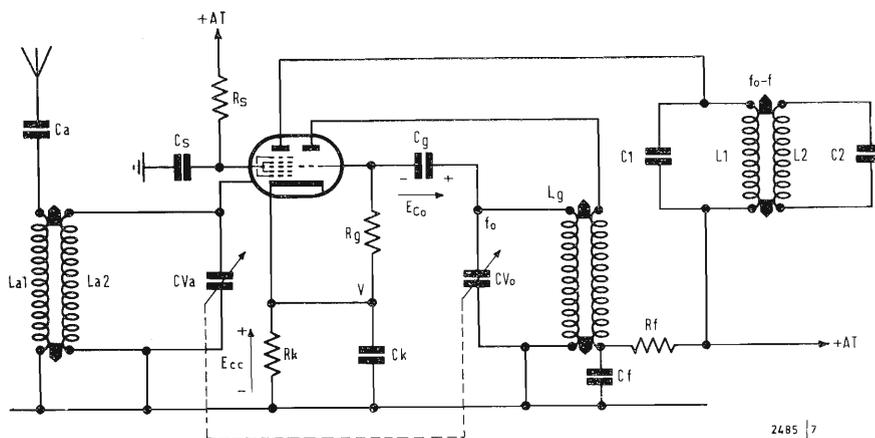



Fig. 5 - Convertitore con triodo-eptodo per ricevitore supereterodina ad onde medie.

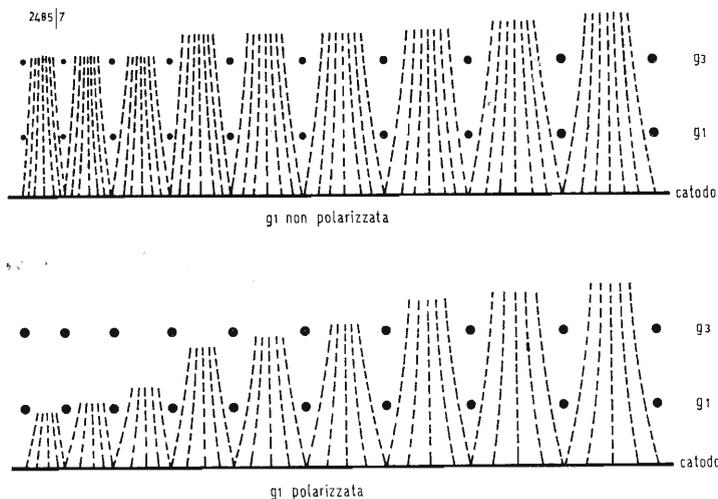



Fig. 6 - Funzionamento della modulazione variabile.

Nella quale *Fo* = frequenza dell'oscillatore, *Fs* = frequenza della stazione, *Fm* = frequenza intermedia.
Siccome la frequenza dell'oscillatore generalmente è scelta di valore superiore, detta relazione può essere semplificata in:
Fo — *Fm* = *Fs*,
dalla quale si ottiene che
Fo — *Fs* = *Fm*
Qualora il valore della media frequenza non sia troppo elevato si può verificare il caso che mentre il ricevitore è sintonizzato in modo da ricevere una data stazione *Fs* (che corrisponde alla relazione *Fo* — *Fm*), sia altresì ricevuta una stazione indesiderata *Fi*, la cui frequenza risulterà uguale alla frequenza dell'oscillatore più quella della media frequenza cioè: *Fi* = *Fo* + *Fm*, stazione che differisce dalla frequenza di *Fs* del doppio del valore della frequenza intermedia (precisamente *Fi* = *Fs* + + 2*Fm*).
Alla frequenza *Fi* viene dato il nome di *frequenza immagine* (e di conseguenza la stazione sarà chiamata stazione immagine).
Da notare che il passaggio delle frequenze immagini è facilitato dal fatto che i circuiti ad alta frequenza generalmente presentano una selettività piuttosto scarsa.
Il fenomeno sarà senz'altro maggiormente comprensibile se ci spieghiamo con un esempio. Se sintonizziamo un ricevitore, la cui media frequenza abbia il valore di 470 kHz, su una stazione *Fs* avente la frequenza di 1000 kHz, l'oscillatore locale in tal caso oscillerà sulla frequenza di:
Fo = 1000 + 470 = 1470 kHz
restando così confermata la relazione: *Fo* — *Fm* = *Fs* (infatti 1470 — 470 = = 1000).
Se il circuito ad alta frequenza del ricevitore non è eccessivamente selettivo, come si verifica normalmente per i ricevitori destinati alla radiodiffusione, potrà essere ricevuta anche una stazione *Fi* la cui frequenza sia uguale a 1470 + + 470 = 1940 kHz che corrisponde cioè alla relazione *Fo* + *Fm* = *Fi*, frequenza che differisce da quella della stazione del doppio del valore della media frequenza.
Questo genere di interferenza è facilmente individuabile perché a differenza delle interferenze reali, od effettive, ha la caratteristica di variare di frequenza, oltre che di intensità per piccoli spostamenti della sintonia. Tale fatto è perfettamente logico poiché se si effettuano degli spostamenti dell'oscillatore *Fo*, i valori delle due frequenze intermedie relative alle stazioni *Fs* ed *Fi* varieranno in senso opposto dando luogo a dei battimenti differenti, a seconda dell'entità dello spostamento di sintonia effettuato, battimenti che potranno anche essere annullati.
Il fenomeno risulterà senz'altro più comprensibile esaminando le tabelle che riportiamo qui di seguito.
il valore della frequenza intermedia che corrisponde al valore di « *Fs* » e con « *Fm'* » il valore della frequenza intermedia corrispondente a « *Fi* ».
Nella parte superiore al valore di *Fo* = 1940 kHz, sono riportati gli aumenti in frequenza in kHz dell'oscillatore, dovuti a piccoli spostamenti di frequenza e nella parte inferiore le diminuzioni.
Tutti i valori sono stati indicati in kHz, compreso quello della colonna « Differenza » che si riferisce al valore della nota di battimento o di interferenza che si manifesta fra le due frequenze intermedie, in relazione a modesti spostamenti della sintonia.
Possiamo con ciò concludere l'argomento affermando che un fischio di interferenza che vari in frequenza, oltre che in intensità, con il variare della sintonia, dovrà essere attribuito alla costituzione del ricevitore e non a delle cause esterne. Questo giudizio potrà essere modificato soltanto in presenza

Fs kHz	*Fi* kHz	*Fo* (diff.) kHz		*Fm* kHz	*Fm'* kHz	Differenza (*Fm* — *Fm'*) (*Fm'* — *Fm*) kHz
		1472	(+ 2)	472	468	4
		1471	(+ 1)	471	469	2
		1470,5	(+ 0,5)	470,5	469,5	1
1000	1940	1470	(0)	470	470	0
		1469,5	(— 0,5)	469,5	470,5	1
		1469	(— 1)	469	471	2
		1468	(— 2)	468	472	4

Nella suddetta tabella è stato indicato con « *Fs* » la frequenza della stazione sulla quale è stato sintonizzato il ricevitore, con « *Fi* » la frequenza di una eventuale stazione immagine, con «*Fm*» di stazioni locali avente intensità eccezionalmente forte.
Da precisare che è molto raro che durante la sintonia di una stazione si riesca ad effettuare il perfetto azzera-

mento del battimento dovuto alla stazione che si riceve ed alla eventuale stazione immagine. Ammesso comunque che si realizzino tali condizioni, dopo brevissimo tempo si udrebbe senz'altro una nota di battimento che aumenterebbe in frequenza, magari per poi diminuire, a causa della instabilità dell'oscillatore locale. Del resto, anche nelle condizioni di battimento nullo sarebbero sempre udibili le modulazioni delle due stazioni.

4. - ELIMINAZIONE DELL'INTERFERENZA DI IMMAGINE

Allo scopo di ridurre gli effetti dell'interferenza d'immagine, oltre a far precedere lo stadio convertitore-miscelatore di frequenza di un radioricevitore da uno o più stadi ad alta frequenza, si realizzano delle frequenze intermedie aventi valori alquanto elevati in modo (specialmente per quanto concerne le gamme delle onde lunghe e medie), che l'eventuale interferenza d'immagine vada a cadere fuori dal campo riservato a dette gamme d'onda.
Infatti se un ricevitore è costruito in maniera tale che la sua media frequenza sia di 150 kHz, qualora venga sintonizzato su 900 kHz sarebbe possibile ricevere contemporaneamente una stazione che trasmetta su 1200 kHz (900 + 150 = 1050 kHz; 1050 + 150 = 1200 kHz) Se invece il valore della media frequenza fosse di 470 kHz evidentemente una eventuale frequenza immagine cadrebbe su 1840 kHz (900 + 2 × 470 = 1840) e quindi molto al di fuori della gamma delle onde medie sulla quale sono accordati i circuiti di alta frequenza. Con tale valore si potrebbe notare qualche effetto di interferenza per frequenza immagine sulle frequenze superiori ai 1450 kHz (infatti 520 + + 2 × 470 = 1460 kHz) ma tutta l'altra porzione di gamma sarebbe da ritenere al di fuori della portata di questo fenomeno.
Per quanto concerne i ricevitori ad onda corta sui quali il fenomeno assume proporzioni più rilevanti, si adottano delle medie frequenze molto elevate, dell'ordine dei 1600 kHz e si ricorre all'impiego di circuiti a doppia conversione di frequenza.
Questa soluzione naturalmente è adottata soltanto nel caso di ricevitori di tipo professionale, richiedendo essa un maggior numero di circuiti e di conseguenza di valvole o di transistori.
Il rapporto fra l'ampiezza del segnale d'immagine e l'ampiezza del segnale desiderato, che deve essere misurato dopo il circuito rivelatore è detto « *rapporto d'immagine* ».
Questo rapporto, che definisce le caratteristiche di selettività di un circuito supereterodina, migliora, decrescendo, con l'aumento del grado di selettività del circuito di entrata e con l'aumentare del fattore di merito dei circuiti d'accordo ad alta frequenza.

4.1. - Interferenze dovute alla 2ª armonica dell'oscillatore

Interferenze aventi caratteristiche simili a quelle illustrate nel paragrafo precedente possono essere dovute ad una stazione la cui frequenza differisca rispetto alla seconda armonica della frequenza dell'oscillatore (o della sua immagine) del valore della media frequenza. Ciò è facilmente visibile consultando la seguente tabella:

Fs kHz	*Fm* kHz	2*a* arm. *Fo* 2(*Fs* + *Fm*) kHz	Freq. Interferente (2*Fo* — *Fm*) I (2*Fo* — 2*Fm*) — *Fm* I kHz
550	175	1450	1275
700	175	1750	1575
1450	175	3250	3075
550	470	2040	1570
1450	470	3840	3370
150	470	1240	770
			1710
400	470	1740	1270
			2220

In genere i ricevitori di costruzione recente e destinati alla ricezione delle gamme sulle onde lunghe e medie sono esenti da tale fenomeno dato che la frequenza perturbatrice viene a cadere al di fuori della gamma ricevibile in virtù, anche in questo caso, dei valori piuttosto elevati delle frequenze intermedie.

4.2. - Interferenze dovute ad altre cause

I segnali di due stazioni molto forti, quali ad esempio quelli di due stazioni locali, le cui frequenze differiscano fra di loro dalla frequenza sulla quale è sintonizzato un ricevitore possono arrivare alla griglia della valvola convertitrice, o comunque al primo stadio ad alta frequenza, causando una forte polarizzazione della valvola in questione la quale viene costretta a lavorare in un punto curvilineo della caratteristica. Ciò causa delle oscillazioni la cui frequenza è uguale alla differenza fra le frequenze proprie delle due stazioni interferenti e che ovviamente interferisce gravemente la ricezione. L'unico rimedio possibile consiste nell'inserimento di un circuito trappola sintonizzato sulla frequenza di una delle due stazioni, o meglio ancora di due filtri, uno per stazione.
Occorre pure tenere presente che la valvola convertitrice a causa di una scorretta polarizzazione di griglia, o per parziale esaurimento delle valvole o per altri motivi, può essere costretta a lavorare in una zona in cui la caratteristica non è rettilinea, la qualcosa può dar luogo a dei fenomeni di modulazione incrociata con un'altra portante modulata avente frequenza poco diversa da quella ricevuta.

4.3. - Eliminazione dei fischi

Quando si è in presenza di fischi dovuti a motivi intrinsichi del ricevitore occorre agire in modo diverso a seconda della natura dell'anomalia. Se ad esempio l'inconveniente, come abbiamo detto più sopra, è dovuto ad un segnale troppo forte di una stazione locale bisogna agire in modo da diminuire il segnale stesso magari con l'inserimento di un circuito trappola, qualora la riduzione del sistema di antenna comporti anche una notevole riduzione del segnale che si desidera ricevere.
Nell'individuare la causa dei fischi che possono accompagnare la ricezione delle emittenti occorre tenere presente che la schermatura imperfetta di taluni circuiti, ed in particolar modo di quelli relativi all'oscillatore, allo stadio convertitore ed ai circuiti ad alta e media frequenza, possono essere la causa di inneschi che talvolta sono dovuti anche alla sola messa in opera difettosa dello schermo di una valvola.
Particolare attenzione dovrà essere rivolta al conduttore d'ingresso della griglia controllo della valvola convertitrice, il quale frequentemente è fonte di dannosi accoppiamenti con la sezione rivelatrice.
Talvolta l'inconveniente può essere attenuato aumentando la capacità dei condensatori di livellamento del CAV, dato che mediante questo circuito possono essere trasferiti allo stadio d'ingresso le tensioni di media frequenza del rivelatore. Naturalmente bisogna agire in modo da non modificare esageratamente la costante di tempo del CAV stesso.

5. - RICERCA DEL VALORE DELLA MEDIA FREQUENZA DI UN RICEVITORE

Può capitare di avere sottomano un ricevitore del quale si ignori il valore della media frequenza. Il fenomeno dell'interferenza d'immagine ci aiuterà in questo caso a trovare il valore che ci interessa.
In primo luogo sarà necessario sintonizzarsi sulla stazione locale, prendendo

accuratamente nota della frequenza segnata sul quadrante, dopo di che si passerà alla ricerca della eventuale frequenza immagine. Il valore della differenza fra le due frequenze trovate, diviso per due corrisponderà al valore della media frequenza impiegata nel ricevitore.

Se si tratta di un ricevitore moderno per cui, in considerazione dei motivi esposti più sopra, si ha ragione di credere che la media frequenza abbia un valore piuttosto elevato, detta ricerca dovrà essere condotta nella gamma delle onde corte. In queste condizioni è preferibile ricorrere all'impiego di un generatore di segnali il quale, fra l'altro, consente di conseguire risultati più sicuri e più rapidi.

Si sintonizzerà il generatore di segnali su una data frequenza che poi si ricercherà sul ricevitore. È consigliabile scegliere una frequenza per cui la manopola di sintonia del ricevitore risulti a metà scala. Successivamente, dopo aver aumentato notevolmente il segnale di uscita del generatore si sposterà la sintonia del ricevitore stesso fino a ricevere l'emissione del generatore su un altro punto della scala. La differenza fra le due frequenze trovate divisa per due ci darà, come nel caso precedente, il valore della media frequenza. Naturalmente si potrà lasciare inalterata la frequenza del ricevitore ed effettuare lo spostamento della sintonia del generatore. Il risultato non cambierà.

Nell'eseguire le suddette operazioni occorre far attenzione a non portare il generatore di segnali su una frequenza armonica della media frequenza, fatto questo facilmente rilevabile dato che l'intensità di ricezione risulterebbe molto inferiore per le armoniche successive.

Per spiegarci con un esempio, precisiamo che se la frequenza *Fs* del segnale del generatore risulta essere di 10000 kHz e quella di immagine, 11000 kHz

avremo che: $\frac{11000-10000}{2} = 500$ kHz.

Valore questo che corrisponderà al valore ricercato della media frequenza.

6. - DEFINIZIONI RELATIVE AI RICEVITORI A MODULAZIONE DI AMPIEZZA

Si definisce come *ricevitore radiofonico* un apparecchio destinato all'amplificazione selettiva di segnali deboli a radiofrequenza modulata, ricevuti tramite un'antenna, o dispositivo similare, comprensivo di un dispositivo di rivelazione e dell'amplificazione della modulazione in modo da consentirne l'ascolto in altoparlante. Il ricevitore radiofonico è usato per ricevere le emissioni circolari.

Un *ricevitore radiofonico* può essere realizzato nei seguenti modi:

a) *ricevitore ad amplificazione diretta*, nel caso in cui l'amplificazione dei segnali, prima del circuito rivelatore, sia effettuata alla stessa frequenza por-

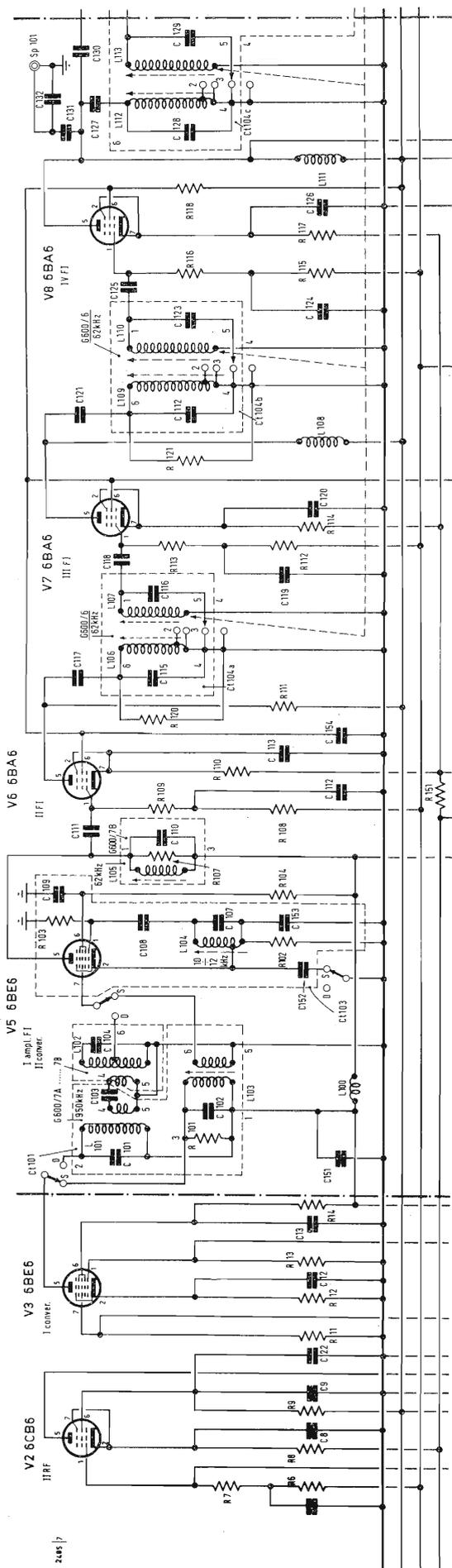



Fig. 7 - Classico esempio di ricevitore pfofessionale a doppia conversione di frequenza (950-62 kHz). Allocchio Bacchini AC18.

tante del segnale stesso, tramite una serie di amplificatore in cascata formati da circuiti risonanti accordati su tale frequenza;

b) *ricevitori a reazione*, nel caso in cui venga attuata una riduzione dello smorzamento, su uno qualsiasi dei circuiti amplificatori, regolabile mediante un tubo che lavori in prossimità delle condizioni di innesco delle oscillazioni;

c) *ricevitori a super-reazione*, nel caso in cui l'oscillazione del circuito sia interrotta periodicamente con una frequenza ultra acustica, passando periodicamente dalla condizione di reazione a quella di oscillazione tramite una successione di regimi transistori instabili e molto sensibili al segnale ricevuto;

d) *ricevitori supereterodina*, qualora la amplificazione dei segnali sia effettuata in parte alla frequenza portante dei segnali stessi ed in parte ad una frequenza fissa ottenuta per differenza tra la frequenza portante e quella di un oscillatore locale facente parte del ricevitore stesso.

Si definisce come *segnale di entrata* una oscillazione a radiofrequenza generata nel circuito di antenna dall'onda incidente che si desidera ricevere. Il segnale d'entrata è determinato dalla forza elettromotrice alla frequenza di accordo del ricevitore indotta nell'antenna ed applicata al ricevitore in serie con l'impedenza di antenna e l'impedenza d'ingresso del ricevitore.

Un segnale a frequenza portante f_0 modulato in ampiezza alla frequenza modulante f_m, può essere indicato dalla seguente relazione:

$$e = E_0(1 + m \operatorname{sen} 2\pi f_m t) \operatorname{sen} 2\pi f_0 t$$

nella quale e corrisponde al valore istantaneo della fem del segnale, E_0 all'ampiezza della fem del corrispondente segnale non modulato (cioè della portante), m un numero, sempre minore dell'unità, che rappresenta la profondità di modulazione.

Sono dette *gamme d'onda* gli intervalli di frequenza dell'onda portante entro i quali un ricevitore radiofonico può ricevere i segnali a radio frequenza, agendo soltanto sul comando continuo di accordo.

Le gamme che si trovano più comunemente nei ricevitori radiofonici sono le seguenti:

onde lunghe da 150 kHz *a* 450 kHz;
onde medie da 525 kHz *a* 1605 kHz;
onde mediocorte da 2 MHz *a* 4 MHz;
onde corte da 4 MHz *a* 30 MHz.

Le principali caratteristiche che denotano la qualità di un ricevitore radiofonico sono le seguenti:

sensibilità che indica l'attitudine di un ricevitore a rendere percepibili i segnali aventi intensità superiore al rumore di fondo, consentendone la riproduzione con una intensità sufficiente al loro riconoscimento;

selettività cioè l'attitudine di un ricevitore a separare un segnale desiderato, sulla quale è accordato il ricevitore, dai segnali emessi su frequenze vicine;

fedeltà l'attitudine di un ricevitore a rendere in uscita un segnale con la stessa forma dell'inviluppo della modulazione del segnale di entrata.

Il ricevitore sarà tanto più fedele quanto minori sono le distorsioni del segnale di uscita.

Qualora i ricevitori siano muniti di presa fonografica un'analoga definizione vale anche per il solo complesso di bassa frequenza riferendosi naturalmente alla forma d'ingresso del segnale allo stadio in questione;

distorsione è definita con questo termine qualunque differenza che esista tra la forma del segnale reso all'uscita di un ricevitore e quella dell'inviluppo di modulazione del segnale applicato all'entrata.

Si possono avere delle distorsioni di frequenza, distorsioni di fase e distorsioni di ampiezza.

La *distorsione di frequenza* è la variazione, in funzione della frequenza modulante, che subisce il rapporto tra la tensione di uscita e la tensione portante di entrata. Questo tipo di distorsione è nota anche con il nome di *distorsione lineare* ed è rappresentata dalla cosiddetta «*curva di risposta*».

La *distorsione di fase* è la variazione, in funzione della frequenza, dei tempi di ritardo corrispondenti alle fasi tra le componenti del segnale di uscita e quelle dell'inviluppo di modulazione.

Si tratta comunque di un tipo di distorsione che non interessa particolarmente i ricevitori destinati alla ricezione radiofonica.

La distorsione di ampiezza rappresenta lo scostamento della legge di proporzionalità tra l'ampiezza di una componente del segnale di uscita e l'ampiezza della corrispondente componente dell'inviluppo della modulazione. Questa distorsione introduce in uscita delle nuove componenti, le cui frequenze non esistono nel segnale d'ingresso, quali le armoniche e i prodotti di combinazioni. Si tratta di un tipo di distorsione, chiamata anche *distorsione non lineare*, che è in relazione con la curva di sovraccarico;

stabilità, indica l'attitudine di un ricevitore a mantenere invariate le sue caratteristiche nel tempo, sia in funzione delle condizioni ambientali sia con il variare della tensione di alimentazione;

impedenza di uscita si riferisce al circuito di carico che è connesso per prove ai morsetti di uscita del ricevitore e che può essere l'altoparlante o un bipolo passivo avente in pratica la stessa impedenza dell'altoparlante ad una ben definita frequenza;

potenza utile di uscita indica la potenza dissipata nell'impedenza di uscita del ricevitore e dovuta al segnale di entrata.

L'esame delle definizioni sarà continuato nel prossimo numero.

(*continua*) *A.*

F. B.

Oscillazioni a coordinate polari Teoria e applicazioni*

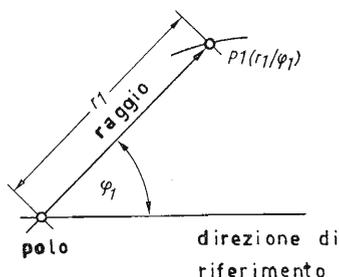



Fig. 1 - Determinazione della posizione di un punto P1 in un piano con le coordinate polari r_1 e φ_1.

La costruzione di oscilloscopi a coordinate polari è caduta sempre più nell'oblio anche se questo strumento, per determinati compiti, è più adatto dell'oscilloscopio funzionante con il sistema di coordinate cartesiane con deviazione di tempo lineare. L'abbandono di questo tipo di strumento è giunto al punto che non vengono più fabbricati i corrispondenti oscilloscopi catodici. Tuttavia dato che per la costruzione di singoli strumenti sperimentali o per uso didattico, sono ancora disponibili oscilloscopi catodici provenienti da fabbricazioni precedenti, e dato che la rappresentazione a coordinate polari può essere effettuata oltre che tramite strumenti aggiuntivi anche con normali oscilloscopi, il presente articolo vuole richiamare alla memoria il principio ed alcune delle sue applicazioni per motivi didattici e allo scopo di incitare ad eventuali nuovi sviluppi.

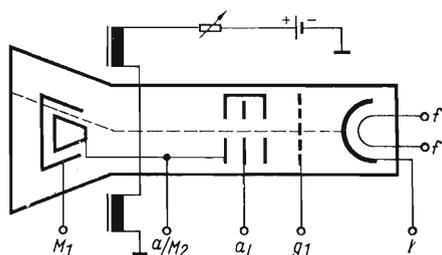



Fig. 2 - Realizzazione costruttiva del tubo catodico a coordinate polari in rappresentazione schematica.

Fig. 3 - Sistema di deviazione elettrostatica del tubo a coordinate polari LB2. (1) anodo con apertura per l'ingresso del fascio; (2) e (3) cono di deflessione interno ed esterno.

1. - GENERALITA'

Le più comuni rappresentazioni grafiche sono effettuate mediante le coordinate cartesiane (x, y). Perciò anche gli oscilloscopi a fascio elettronico ed i registratori XY normalmente in commercio sono equipaggiati con due sistemi di deflessione. Per la rappresentazione di funzioni dipendenti dall'angolo si impiegano le coordinate polari (φ, r) che richiedono a loro volta due parametri (fig. 1). Se si scrive con un oscilloscopio in coordinate polari, mediante conversione dei valori (φ, r) nei valori (x, y) si può scegliere questa rappresentazione anche con oscillografi normali, per es. per la registrazione delle cosiddette curve-luogo (dipendenza vettoriale dalla frequenza). I collegamenti necessari sono piuttosto costosi.

I tubi elettronici a coordinate polari con due sistemi di deviazione per la generazione di una linea circolare (φ), come base, ed un condensatore di deviazione conica per la deviazione radiale (v), permettono delle sistemazioni più semplici. Questi tubi elettronici sono utilizzati soprattutto negli apparecchi radar. L'oscilloscopio descritto nel presente articolo funziona con uno di questi tubi, avente una linea tempo circolare ed una deviazione radiale.

Negli oscilloscopi a coordinate polari si fanno passare i valori 0... 360° continuamente ed in modo proporzionale al tempo attraverso l'angolo φ e si registrano nell'oscillogramma polare le ampiezze di r appartenenti ai singoli valori angolari. Se non si verifica nessuna deviazione del punto luminoso in direzione radiale, lo stesso descrive un cerchio con raggio r_1 intorno al polo del sistema di coordinate. La equazione descritta da questo cerchio, se si impiegano le coordinate polari, ha la semplice forma di $r = r_0$. In coordinate cartesiane, questa equazione corrisponderebbe ad una retta parallela all'asse $x : y = y_1$. Si può perciò confrontare anche questo cerchio sullo schermo luminoso del tubo a coordinate polari con la linea zero di un oscilloscopio XY. Questo cerchio con un raggio determinabile arbitrariamente r_0 viene così contrassegnato nel testo che segue, in analogia con la linea dello zero nell'oscilloscopio XY, come « cerchio dello zero ».

2. - REALIZZAZIONE COSTRUTTIVA DEL TUBO CATODICO A COORDINATE POLARI

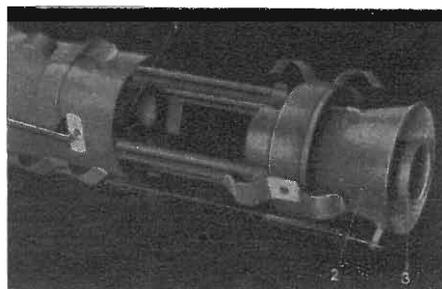
Come si può rilevare da fig. 2, nel tubo catodico a coordinate polari di tipo LB2 il fascio elettronico viene generato come negli oscilloscopi catodici conosciuti con sistema di deviazione XY. Se tale fascio, lasciando l'apertura nell'anodo, non viene deviato dalla sua traiettoria rettilinea, non potrà comparire direttamente sullo schermo come per i normali tubi a fascio elettronico. Infatti questa traiettoria, come appare in fig. 3, viene interrotta dal cono interno del sistema di deviazione del tubo elettronico. Affinchè il fascio elettronico possa apparire sullo schermo luminoso, esso deve esse-

(*) *Elektronik*, marzo 1968, pag. 73.

Fig. 4 - Schema a blocchi di un oscilloscopio a coordinate polari.

Fig. 5 - Schema circuitale dell'alimentatore.

re deviato mediante un « campo magnetico » in modo tale che esso passi attraverso il cono di deviazione interno ed esterno. Se ora si collega una tensione a questi due elettrodi, il fascio può venire deviato in senso radiale in maniera elettrostatica (coordinata *r*).

3. - SISTEMA DI DEVIAZIONE ELETTROMAGNETICO

Insieme al tubo a coordinate polari LB2 per l'azione magnetica sul fascio elettronico sono disponibili due coppie di bobine magnetiche con gli assi verticali uno rispetto all'altro. Se si fa passare una corrente alternata attraverso una di queste coppie di bobine, il fascio elettronico oscillerà in senso rettilineo. Sullo schermo luminoso apparirà una linea che tuttavia è interrotta dall'ombra del cono interno; la sua lunghezza dipende dal valore della corrente che passa attraverso la coppia di bobine. Una retta perpendicolare rispetto a questa linea diventa visibile sullo schermo se si fa passare la corrente alternata attraverso la seconda invece che attraverso la prima coppia di bobine.
Se si alimentano ambedue le coppie di bobine contemporaneamente con due correnti di uguale frequenza sfasate di 90°, si forma, nello spazio di deviazione, un campo rotante magnetico ed il punto immagine descrive sullo schermo luminoso una traiettoria circolare. Poichè fra la frequenza di rotazione f del punto luminoso ed il tempo di rotazione T, vale la correlazione semplice $f = 1/T$ oppure $T = 1/f$ ed il punto luminoso si sposta lungo questa traiettoria circolare con velocità angolare inalterata, fra la coordinata φ ed il tempo t si avrà una correlazione lineare dalla forma $\varphi_2 - \varphi_1 = a \cdot (t_2 - t_1)$ oppure, come equazione differenziale, $d\varphi = a \cdot dt$.
La velocità angolare del punto luminoso che si sposta lungo la traiettoria circolare può essere funzione della variazione di frequenza delle correnti che attraversano le bobine.

4. - CIRCUITO DELL'OSCILLOSCOPIO

Sulla base dello schema a blocchi di fig. 4, si può avere un'idea della costruzione dell'oscilloscopio a coordinate polari. È facile vedere come esso si differenzia, soprattutto nel metodo della deviazione di tempo, dagli oscilloscopi *XY*.

4.1. - Alimentazione

La tensione continua di ca. —1700 V per il funzionamento di LB2 viene generata tramite un trasformatore da rete Tr_1, un raddrizzatore ed un condensatore ad alta tensione C_1 (v. fig. 5). Il positivo di questo generatore ad alta tensione e l'anodo del tubo a coordinate polari vengono collegati a massa. La tensione negativa 1700 V viene addotta ad un ripartitore di tensione tramite il quale vengono prelevati i prescritti valori di tensione per i diversi elettrodi dei tubi. Dal potenziometro P_1 viene prelevata per mezzo di una resistenza $R5$ la tensione di polarizzazione negativa della griglia g_1 (cilindro di Wehnelt) per il comando dell'intensità del fascio; ad essa può venire sovrapposta, tramite i due condensatori C_2 e C_3, una tensione alternata con la quale è possibile modulare la luminosità.
L'elettrodo a_L che con l'anodo « a » forma la lente necessaria per la messa a fuoco del fascio elettronico, riceve tensione tramite il potenziometro P_2. L'anodo stesso ed il cono di deviazione interno M_2 hanno lo stesso potenziale della massa dello strumento; questi due elettrodi sono collegati fra loro all'interno del tubo catodico. Di conseguenza la tensione di misura può essere collegata al cono di deviazione esterno M_1, tramite il condensatore C_4, solo in modo asimmetrico.
Tramite un normale trasformatore di rete vengono generate, come d'abitudine, le tensioni di accensione e la tensione continua di esercizio per i diversi amplificatori dell'oscilloscopio a coordinate polari.

4.2. - Compensatore della potenza reattiva per i due amplificatori di deviazione

Affinchè il punto luminoso si muova in senso circolare sullo schermo sono necessarie, come già accennato, per le due bobine di deviazione montate perpendicolarmente una rispetto all'altra nel tubo catodico, due tensioni alternate di uguale frequenza, ma sfasate di 90°. Dal circuito riportato in fig. 6 si può rilevare che i variatori di fase inseriti a monte dei due amplificatori di deviazione sono costituiti ciascuno dall'inserzione in serie di un condensatore C_6 risp. C_{16} ed un potenziometro P_4. La tensione viene prelevata dai variatori di fase sui punti A_1 e A_2 verso massa. Queste due combinazioni RC sono inserite in parallelo con ordine di successione scambiato. Si ottiene così che al contemporaneo aumentare o diminuire delle resistenze di P_4, le posizioni di fase delle tensioni ai punti A_1 e A_2 vengono ruotate in senso opposto. Le variazioni indesiderate di tensione che si verificano possono essere senz'altro compensate tramite il potenziometro di ingresso P_5.
I variatori di fase possono venire collegati, tramite il commutatore S, ad una tensione con frequenza 50 Hz che viene prelevata da un avvolgimento 6,3 V del trasformatore Tr_2. Poichè questa tensione, soprattutto quando il trasformatore è carico, contiene numerose armoniche, queste devono venire filtrate tramite un passabasso costituito da due resistenze in serie R_7 e da due condensatori inseriti trasversalmente verso massa.
D'altra parte i due variatori di fase pos-

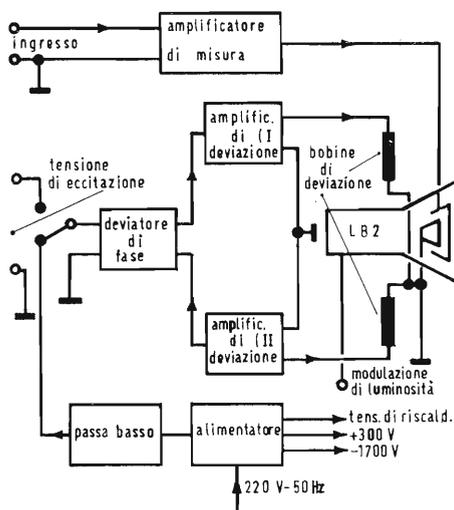
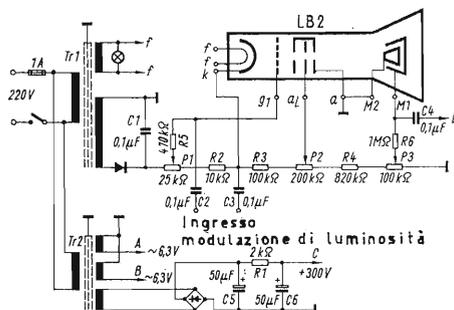
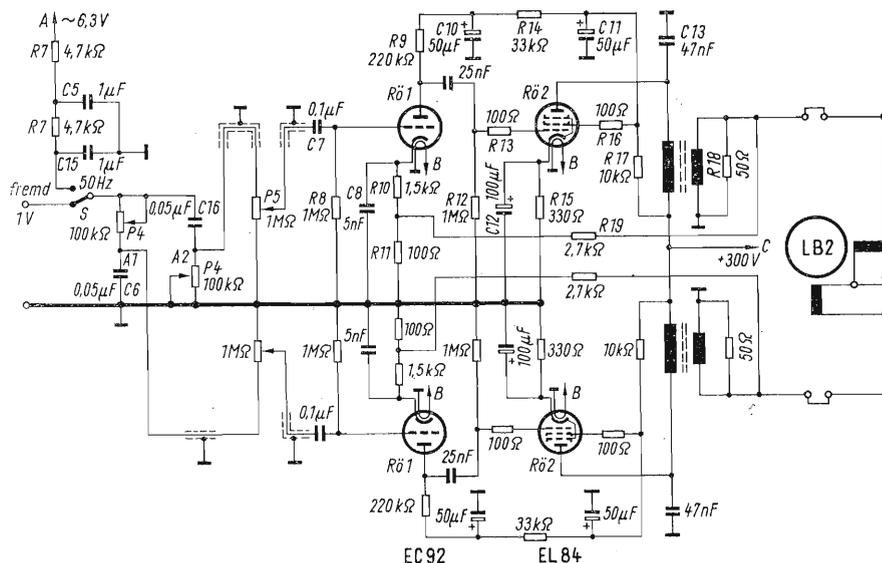



Fig. 6 - Schema circuitale dei due amplificatori simmetrici per la deviazione magnetica.

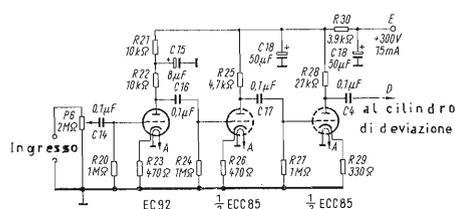



Fig. 7 - Schema circuitale dell'amplificatore di misura.

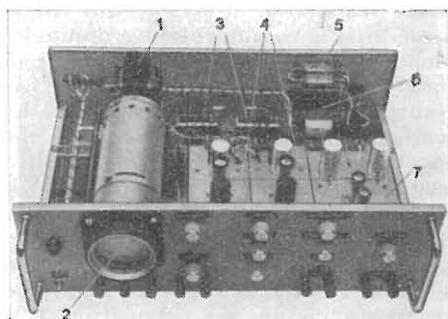



Fig. 8 - Realizzazione costruttiva dello strumento campione. (1) trasformatore da rete per la generazione dell'alta tensione 1700 V; (2) tubo catodico a coordinate polari LB2; (3) traslatore di uscita per l'alimentazione delle coppie di bobine di deviazione; (4) amplificatore di deviazione; (5) passabasso per il filtraggio delle armoniche del dispositivo di connessione 50 Hz; (6) trasformatore da rete per l'alimentatore comune; (7) amplificatore di misura.

sono essere alimentati anche dall'esterno da un generatore di frequenze vocali che genera una tensione di qualsiasi frequenza. Dal momento che il circuito dei due variatori di fase non funziona indipendentemente dalla frequenza, questi devono essere nuovamente compensati per ogni variazione in frequenza della tensione che viene immessa dall'esterno. In tal modo viene notevolmente diminuita la comodità di servizio di questo strumento rispetto ad un normale oscilloscopio a fascio catodico: negli oscilloscopi a coordinate polari, per variare il tempo di rotazione del punto luminoso ed insieme la scala dei tempi, devono essere effettuate cinque regolazioni. Tuttavia dato che con la frequenza di rotazione fissa di 50 Hz è possibile effettuare un alto numero di prove, questo svantaggio non produce effetti negativi per quanto riguarda le considerazioni introduttive.

4.3. - Amplificatori di derivazione

Le due tensioni alternate collegate ai punti A_1 e A_2 dei variatori di fase e sfasate fra loro di 90° devono essere trattate mediante due amplificatori separati in modo tale che sia possibile connettere le due coppie di bobine di deviazione alle loro uscite.

Gli amplificatori di deviazione dello strumento campione (fig. 6) sono costituiti ciascuno da un tubo catodico a due stadi. Nel primo stadio viene impiegato un triodo EC92. Ad esso viene connesso uno stadio di potenza realizzato con il tubo catodico EL84 senza particolari caratteristiche tecnico-circuitali. Questo tubo catodico funziona su un traslatore di uscita precaricato con 50 ohm. Fare attenzione alla controreazione tramite R_{19} e R_{11}.

4.4. - Amplificatore di misura

Come risulta da fig. 7, l'amplificatore di misura è formato da tre stadi a tubi elettronici equipaggiati con triodi. Le resistenze catodiche di tutti gli stadi non sono cortocircuitate mediante un condensatore, cosicchè per questo amplificatore si ha una controreazione di corrente relativamente alta.

La struttura dell'oscilloscopio a coordinate polari qui descritto è visibile chiaramente in fig. 8.

5. - ESEMPI DI APPLICAZIONE

Le misure che possono venire effettuate con l'oscilloscopio a coordinate polari possono essere divise in tre gruppi distinti.

5.1. - Oscillogrammi polari

Tutti gli oscillogrammi descritti in questo capitolo e riuniti in fig. 9 si caratterizzano in quanto il punto luminoso viene fatto ruotare nel modo già descritto con velocità angolare invariata e successivamente la tensione di misura viene collegata attraverso l'amplificatore di misura al cono di deviazione esterno. Le coppie di bobine di deviazione vengono, in tal caso, alimentate con una tensione sinusoidale di 50 Hz cosicchè, per il punto luminoso, si avrà un tempo di rotazione di 1/50 s.

In fig. 9*a* è riportato l'oscillogramma polare di una tensione sinusoidale la cui frequenza (125 Hz) sta in un rapporto numerico con la frequenza di rotazione del fascio elettronico. Ne deriva, per una frequenza di rotazione di 50 Hz, un rapporto numerico di 5 : 2.

Questo rapporto numerico può anche essere letto direttamente sull'oscillogramma polare. Si deve soltanto confrontare il numero dei punti di intersezione della figura interna con il numero

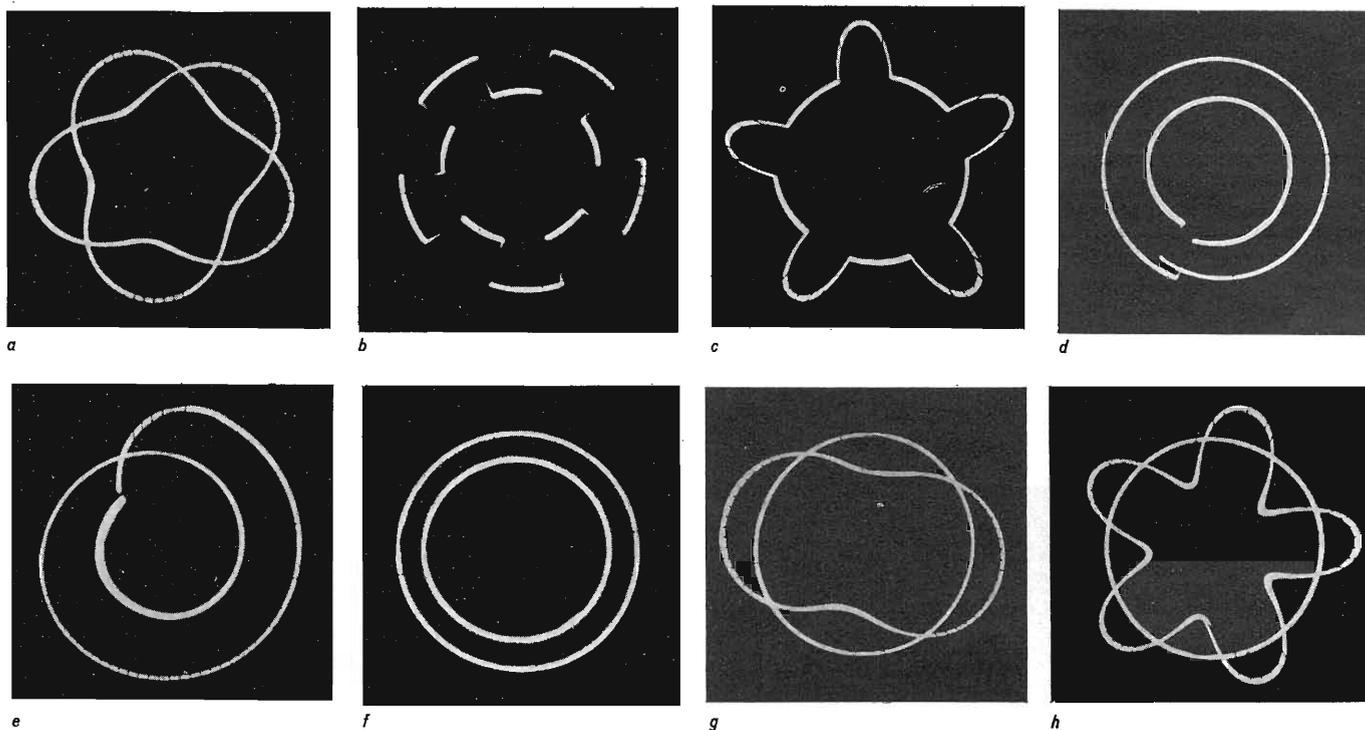



Fig. 9 - Otto tipici oscillogrammi polari. Le varie figure sono illustrate nel testo.

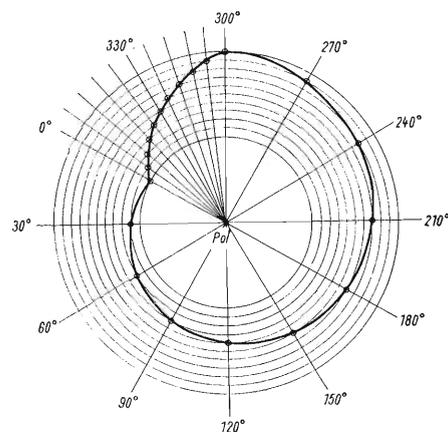



Fig. 10 - Rappresentazione di una tensione a denti di sega in coordinate polari.

massimo di intersezioni possibili, con una retta pensata in direzione uscente dal polo, e formare il rapporto numerico che ne deriva. In tal modo con questi oscillogrammi, adottando un metodo simile, come è noto dalle figure di Lissajous, è possibile effettuare delle determinazioni di frequenza.

In fig. 9*b* è rappresentata un'oscillazione ad impulsi rettangolari con frequenza 250 Hz. In questa figura appare chiaramente la distorsione radiale in funzione della temperatura per gli oscillogrammi polari.

La fig. 9*c* rappresenta un oscillogramma polare di un'oscillazione a 250 Hz raddrizzata, con collegamento ad una via. In corrispondenza al rapporto di frequenza 250 Hz: 50 Hz, in questa figura sono visibili cinque periodi di questa tensione. Questo oscillogramma rappresenta in modo evidente e visibile l'effetto raddrizzatore di un diodo. Se si invertono i poli di una tensione situata all'ingresso dell'amplificatore di misura, si avrà, con lo stesso procedimento, un oscillogramma in cui è difficile ravvisare una somiglianza rispetto a quello disegnato: a causa della distorsione radiale del tubo catodico a coordinate polari le curve con deviazione verso l'interno verranno riprodotte diversamente da quelle con deviazione verso l'esterno. Per questa ragione si avranno, all'atto dell'inversione dei poli, treni di curve che nel sistema di coordinate XY non si spostano simmetricamente rispetto all'asse X, mentre nell'oscillogramma polare le due figure saranno completamente diverse.

L'oscillogramma polare riportato in fig. 9*d* si avrà quando all'ingresso dell'amplificatore di misura viene collegata una tensione rettangolare con frequenza 25 Hz. Il cerchio interno si forma con la parte inferiore della curva rettangolare, mentre il cerchio esterno si forma con il tetto superiore. Considerando più da vicino questo oscillatore ci si rende conto che non si tratta qui di cerchi che si chiudono esattamente su di sè, ma di due spirali circolari. La forma di spirale deriva dal lieve abbassamento di un impulso della tensione rettangolare collegata, comunque l'ampiezza della riduzione dell'impulso può essere immediatamente letta nell'oscillogramma polare nel punto in cui le spirali circolari si sovrappongono. Inoltre da questo oscillogramma si può rilevare che il termine della spirale circolare interna non raggiunge perfettamente il suo inizio, mentre il termine della spirale esterna sporge in fuori, rispetto al suo inizio, di un tratto corrispondente. Questo fenomeno si può spiegare tenendo presente che il rapporto di manipolazione di questa tensione rettangolare non è esattamente 1 : 1. Dato che nell'oscillogramma polare possono essere chiaramente visualizzate anche minime differenze fra la lunghezza del tetto superiore ed inferiore, si ha qui una possibilità di regolare le lunghezze del tetto di una ten-

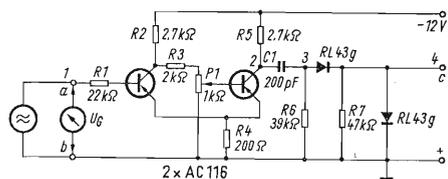



Fig. 11 - Circuito della trasformazione di una tensione sinusoidale in impulsi « ad ago » per mezzo dei quali si rileva la posizione di fase.

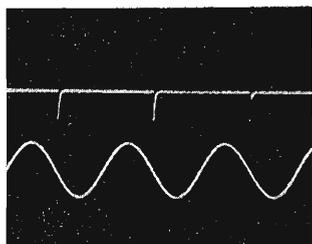



Fig. 12 - Oscillogramma sui punti 4 e 1.

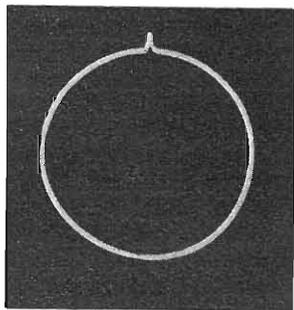



Fig. 13 - Impulso di marcatura di fase derivato da una tensione sinusoidale sincrona rispetto alla frequenza di rotazione del punto luminoso.

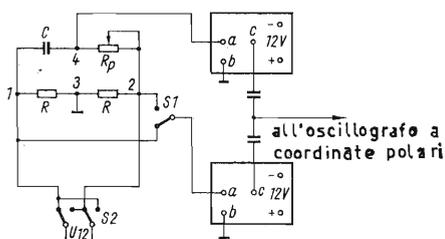



Fig. 14 - Ponte di fase per la generazione della differenza di fase fra due tensioni.

sione rettangolare esattamente con un rapporto di manipolazione 1 : 1.

Se all'ingresso dell'amplificatore di misura si collega una tensione a denti di sega con frequenza 25 Hz si ottiene l'oscillogramma polare riportato in fig. 9*e*. Con questa tensione i singoli valori aumentano in proporzione al tempo fino a raggiungere il valore di cresta; dopodichè la tensione ritorna rapidamente al valore zero. Se si trasporta questo andamento di tensione nel sistema a coordinate polari, nell'andamento della curva questo significa che il raggio r deve aumentare in proporzione all'angolo φ (fig. 10). La curva così formata ha un andamento a forma di spirale. Se la frequenza della tensione a denti di sega, come nel nostro caso, è la metà della frequenza di rotazione del punto luminoso, nell'oscillogramma polare si avrà una spirale con due avvolgimenti.

Se, a monte dell'amplificatore di misura dell'oscilloscopio a coordinate polari, si collega un commutatore elettronico, si renderà visibile oltre alla tensione di prova anche il circuito di zero. Se agli ingressi del commutatore non sono ancora collegate tensioni di misura, sullo schermo luminoso appariranno due cerchi aventi entrambi il centro nel polo del sistema di coordinate (fig. 9*b*). Se ora, con l'aiuto del regolatore previsto a tale scopo sul commutatore elettronico, si portano i due cerchi fino al ricoprimento, questo significa che il commutatore non dà tensione all'amplificatore di misura ed il cerchio così formato corrisponde di nuovo al cerchio dello zero.

Se, ad uno degli impulsi del commutatore, si collega la tensione alternata di prova, oltre all'oscillogramma polare di questa tensione diventa visibile anche il cerchio della tensione nulla (figure 9*g* e 9*h*). Con il cerchio dello zero diaframmato possono venire rilevati con precisione i punti nei quali le tensioni alternate indicate cambiano di polarità.

5.2. - Misure dell'angolo di fase

Mediante la coordinata φ si è in grado di valutare la distanza di fase di due o più tensioni direttamente per mezzo della costante di fase. Le premesse per questa misura sono che da un lato il punto luminoso si sposti ruotando sullo schermo con velocità angolare costante in modo che sia valido il rapporto $(\varphi_2 - \varphi_1) = a(t_2 - t_1)$ e dall'altro che le tensioni da misurare siano sincrone rispetto alla frequenza di rotazione del punto luminoso. Solo se sono soddisfatte queste condizioni la differenza di tempo $(t_2 - t_1)$ corrispondente ad una distanza di fase, può essere convertita nella corrispondente differenza angolare $(\varphi_2 - \varphi_1)$.

Per poter rappresentare in forma chiaramente leggibile con questo strumento la differenza di fase fra due o anche più tensioni, è opportuno convertire queste tensioni in impulsi che rilevano chiaramente la loro posizione di fase. Allo scopo serve il circuito a transistori di fig. 11. Le tensioni sinusoidali impiegate per il confronto di fase vengono dapprima convertite tramite il trigger di Schmitt in una tensione rettangolare di uguale frequenza. In via sperimentale si è potuto rilevare che la posizione di fase fra la tensione sinusoidale (punto 1) all'ingresso del trigger di Schmitt e la tensione rettangolare (punto 1) che si forma per mezzo di questo circuito subisce solo una lievissima variazione, nel caso che il valore effettivo della tensione sinusoidale in ingresso venga mantenuto fra 2 V e 10 V.

La tensione posta all'uscita del trigger nel punto 2 viene trasmessa ad un circuito derivatore di impulsi che converte la tensione rettangolare in impulsi negativi. Poichè per una chiara marcatura di fase è necessario soltanto un impulso positivo o un impulso negativo, uno dei due impulsi viene separato mediante il circuito raddrizzatore connesso al circuito derivatore stesso. Come si può rilevare dall'oscillogramma di fig. 12, questi impulsi marcano un punto ben determinato della tensione sinusoidale posta all'ingresso del trigger di Schmitt.

La distanza fra questi impulsi corrisponde in fase ad un angolo di 360°. Se la tensione da cui questi impulsi vengono derivati è uguale in frequenza e sincrona con il punto luminoso che ruota, in caso di rappresentazione polare sullo schermo, essendo la distanza fra gli impulsi di 360°, sarà visibile sempre sullo stesso punto (fig. 13).

È possibile convertire in impulsi, nel modo descritto, un'altra tensione sinusoidale sincrona e di uguale frequenza e portarla, insieme con gli impulsi suddetti, all'ingresso dell'amplificatore di misura. Se fra queste tensioni esiste una differenza di fase, sullo schermo del tubo catodico sarà visibile un secondo impulso originato da questa tensione. L'angolo che questi due impulsi formano sullo schermo del tubo, misurato a partire dal polo, rappresenta perciò la differenza di fase fra queste due tensioni indicata per mezzo della costante di fase. Dato che all'ingresso dell'amplificatore di misura si può portare un numero qualsiasi di impulsi che rilevano la posizione di fase, è possibile con l'oscilloscopio polare rendere visibili i rapporti delle fasi in diversi punti di un circuito.

5.2.1. *Esempio di applicazione per le misure dell'angolo di fase: misure su un ponte di fase*

In fig. 14 è riportato il circuito di un ponte di fase con il quale è possibile spostare, nella sua posizione di fase rispetto alla tensione U_{13}, la tensione U_{34} situata fra i punti 3 e 4 per mezzo della resistenza variabile P_1.

Il funzionamento di questo circuito può essere illustrato nel modo migliore riportando le singole tensioni (in valore e

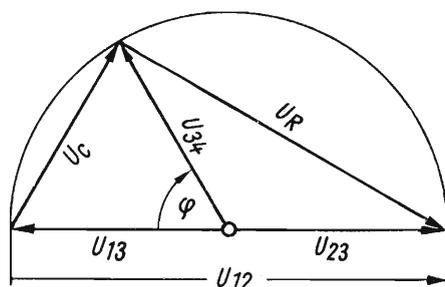



Fig. 15 - Diagramma di fase per il ponte di fase di fig. 14.

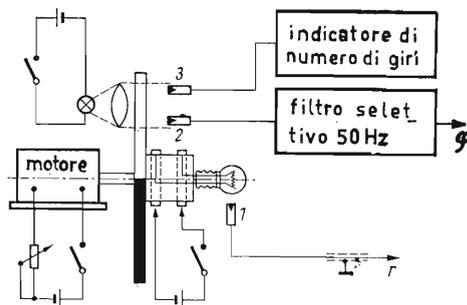



Fig. 16 - Rappresentazione schematica di una prova per la rappresentazione dei diagrammi di direzione con l'oscilloscopio polare.

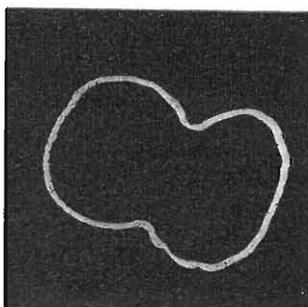



Fig. 18 - Diagramma direzionale di una lampada ad incandescenza ripreso con la disposizione sperimentale di fig. 16.

direzione) che si rilevano sulle diverse resistenze di questo ponte di fase sul cosiddetto diagramma di fase (fig. 15).
Il ponte di fase qui impiegato è costituito dai due rami del ponte a cui è collegata una tensione alternata di grandezza U_{12}. Un ramo del ponte è formato da due resistenze ohmiche di uguale valore collegate in serie, il cui punto di giunzione (punto 3) viene portato a potenziale zero con la messa a terra. Su queste resistenze si formano due tensioni di uguale valore U_{13} e U_{23} la cui direzione è parallela alla tensione di uscita U_{12}.
L'altro ramo del ponte è costituito da un condensatore C e dalla resistenza variabile Rp collegati in serie. Poichè le cadute di tensione sulla resistenza e sul condensatore devono essere perpendicolari una rispetto all'altra e dato che la somma vettoriale delle due tensioni è necessariamente uguale alla tensione U_{12} del ponte di fase, la punta della freccia di tensione U_{34} si muove su un semicerchio intorno al punto 3 con un raggio pari alla grandezza di U_{13} rispettivamente U_{23}.
Variando il valore della resistenza Rp, la posizione di fase della tensione U_{34} rispetto a U_{23} viene spostata di 0... 180°, mentre, come si può rilevare dal diagramma di fase, la tensione U_{34} avrà sempre la stessa ampiezza della tensione U_{13} rispetto a U_{23}.

I rapporti di fase fra le diverse tensioni in questo ponte di fase possono essere controllati in modo evidente con l'oscilloscopio a coordinate polari.

5.3. - Diagrammi di direzione

In questi oscillogrammi, come al paragrafo 5.1, la coordinata r viene riportata in funzione dell'angolo φ, cosicchè questo angolo non è più una funzione del tempo, ma corrisponde realmente all'angolo formato da un qualunque punto del diagramma di direzione con riferimento all'asse del polo.
In un diagramma di direzione può così essere indicato come la irradiazione di energia si trova su un piano che attraversa questa sorgente di energia. Il valore di r diventa in questo caso una misura per il valore della dissipazione di energia in una determinata direzione. Per esempio possono essere considerate adatte sorgenti di energia gli altoparlanti, le antenne trasmittenti, le lampade a incandescenza, ecc.

La fig. 16 mostra come tramite il diodo fotoelettrico 1 può essere rilevato il diagramma di direzione di una lampada a incandescenza fatta ruotare con un motore e alimentata mediante anelli collettori. Affinchè la macchia luminosa dell'oscilloscopio si muova in sincronia con il motore, su questa è montato un disco per metà trasparente e per metà oscurato attraverso il quale il diodo fotoelettrico 2 viene illuminato a intermittenza al ritmo della rotazione. Per un numero di giri di U/s si avrà un segnale rettangolare 50 Hz a cui mediante un filtro selettivo viene data forma sinusoidale. Tale segnale viene addotto al compensatore della potenza reattiva come tensione di deviazione. In caso di necessità si può avere una indicazione del numero di giri per mezzo di un altro diodo fotoelettrico 3.

Il filtro selettivo può venire realizzato, come risulta dalla fig. 17, con un transistore amplificante AC151 che ha un circuito oscillante 50 Hz lato collettore. Poichè nemmeno con questo circuito oscillante si può avere una tensione sinusoidale pura, sono stati inseriti in serie ad esso due cellule RC passabasso R_2/C_3 e R_3/C_4.
La fig. 18 rappresenta il diagramma di direzione di una lampada a incandescenza rilevato con uno di tali dispositivi, dove, come già detto, la deviazione radiale viene comandata dal diodo fotoelettrico e corrisponde alla rispettiva intensità di illuminazione. Il diagramma corrisponde così alla dispersione sul piano determinata dalla posizione del diodo fotoelettrico. Mediante sovrapposizione di diodi fotoelettrici è possibile esaminare rapidamente uno dopo l'altro anche altri piani. *A.*

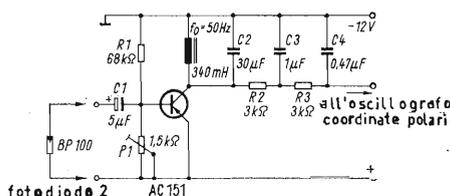



Fig. 17 - Circuito dell'amplificatore selettivo per filtrare l'onda fondamentale di una oscillazione rettangolare 50 Hz.

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

dott. ing. A. Rovelli

Eliminazione del soffio e delle interferenze nei ricevitori stereofonici*

Coloro che si dedicano alla ricezione in stereofonia sanno, per esperienza, che la soppressione della portante in trasmissione si traduce in un netto aumento del soffio, che riduce il rapporto segnale/rumore con l'effetto, in certi casi, di rendere l'ascolto se non impossibile almeno estremamente penoso. Da qui, lo scarso credito incontrato da questo processo di ricezione presso gli appassionati dell'alta fedeltà situati troppo lontano dai trasmettitori MF, o più semplicemente provvisti di decodificatori male progettati. Infatti, questi ultimi sono in generale i soli « responsabili » della degradazione del rapporto segnale/disturbo incontrata e delle interferenze delle quali sono spesso vittime coloro che si dilettano della registrazione magnetica stereofonica. Tuttavia, usando certe precauzioni, il soffio recato dalla sottoportante e le interferenze create da quest'ultima possono essere facilmente evitati.
Noi riteniamo per prova che il decodificatore studiato qui appresso e che elimina i vari inconvenienti sopra riportati grazie all'impiego di circuiti perfettamente studiati, possa servire di esempio ai tecnici interessati ad una ricezione di alta qualità.

1. - IL PROBLEMA

In un decodificatore classico, le misure che si possono fare dimostrano che il passaggio da un programma monofonico ad un programma stereofonico si traduce mediamente in un aumento oscillante fra 2 e 4 dB del soffio.

In pratica e con queste cifre, il soffio arriva a circa 26 dB dal segnale utile, il che è poco, bisogna pur riconoscerlo. Orbene, con certi decodificatori male progettati, l'aumento del soffio è nettamente superiore e raggiunge talvolta 6÷8 dB; è chiaro che in tali condizioni l'ascolto di un programma stereofonico diviene estremamente penoso.

Per migliorare il rapporto segnale/disturbo gravemente compromesso dalla soppressione della subportante, si possono prevedere due soluzioni: aumentare il segnale all'entrata del ricevitore, il che si può ottenere solo con l'impiego di un'antenna ad alto guadagno, o giocare sulla sensibilità del ricevitore in modo da disporre di un segnale di bassa frequenza (A.F.) forte all'entrata del decodificatore. Rimane il problema delle interferenze parassite fra la subportante e l'oscillatore di premagnetizzazione dei registratori magnetici, le quali si traducono in fruscii intempestivi; anche qui si hanno due soluzioni possibili, la prima consiste nell'adottare un oscillatore, che lavori su una frequenza abbastanza alta (≧80 kHz) e non coincidente con un'armonica della sottoportante, la seconda, che fa ricorso a filtri selettivi, permette di eliminare la sottoportante e i suoi residui.

Nell'esempio pratico scelto qui, si sono adottate le soluzioni del preamplificatore di bassa frequenza e dei filtri, soluzioni che vengono ora studiate.

2. - IMPIEGO DI UN PREAMPLIFICATORE

Come regola generale, con gli amplificatori FI a larga banda usati nei ricevitori MF previsti per la stereofonia, caratterizzati da un basso guadagno, si ha interesse a disporre un preamplificatore fra l'uscita dello stadio demodulatore e l'entrata del decodificatore. Per essere efficiente, un simile preamplificatore deve essere caratterizzato da un guadagno di almeno 12 dB. Bisogna inoltre che l'impedenza di entrata del circuito sia sufficientemente alta per non smorzare eccessivamente il demodulatore; tale impedenza deve essere uguale o superiore a 0,1 MΩ. Infine, si devono prendere tutte le precauzioni per evitare il verificarsi di rotazioni di fase indesiderabili.

Rispondendo a questi vari imperativi, il circuito di fig. 1, il cui guadagno è di 10 dB, è caratterizzato dall'impe-

(*) *Toute l'Electronique*, settembre 1968, pag. 334.

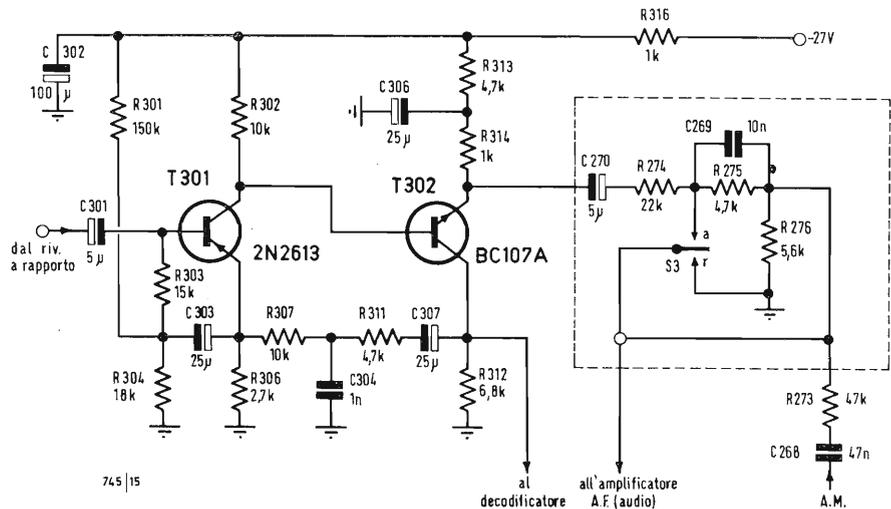



Fig. 1 - Per migliorare il rapporto segnale/rumore, si ricorre ad un preamplificatore.

denza di entrata di 300 kΩ e da una risposta lineare in fase nella gamma delle frequenze interessate, cioè fra 40 Hz e 53 kHz. Si usano solo due transistori, il primo (T_{301}) montato in circuito « boot-strap » permette di disporre dell'alta impedenza richiesta, e il secondo che funziona come stadio a carichi suddivisi.

A questo proposito, si precisa che i segnali multiplex destinati al decodificatore, vengono prelevati dal circuito di collettore di T_{302}, mentre quelli corrispondenti alla ricezione di un programma monofonico, prelevati dall'emettitore di questo stesso transistore, raggiungono gli stadi AF attraverso un circuito di disaccentuazione comprendente la resistenza R_{274} e il condensatore C_{269}. Il commutatore S_3, riservato al passaggio dalla MF alla MA, permette in quest'ultimo caso di collegare l'entrata dell'amplificatore AF all'uscita della resistenza R_{273}.

Si noti infine fra il collettore di T_{302} e l'emettitore di T_{301}, la presenza di una rete di controreazione selettiva costituita da R_{307}, R_{311}, C_{304}, grazie alla quale le distorsioni di fase vengono praticamente compensate fino a 40 kHz. Le curve della fig. 2 si riferiscono rispettivamente alla banda passante dei circuiti RF (*a*) impiegati prima del decodificatore, a quella del preamplificatore di fig. 1 (*b*) e alla banda passante risultante dal complesso (*c*). Come si vede quest'ultima si estende oltre 100 kHz.

3. - I CIRCUITI DEL DECODIFICATORE

Sebbene di concezione classica, i circuiti adottati per il decodificatore richiedono un certo numero di note. Così, il segnale multiplex, proveniente dal preamplificatore sopra descritto, viene applicato, attraverso R_{361} e C_{361}, alla base di T_{361}, il cui circuito di collettore è caricato da un circuito accordato centrato su 19 kHz e utilizzato per ricavare la frequenza pilota del segnale multiplex.

Il transistore T_{361} funziona, in realtà, da adattatore d'impedenze, con il suo

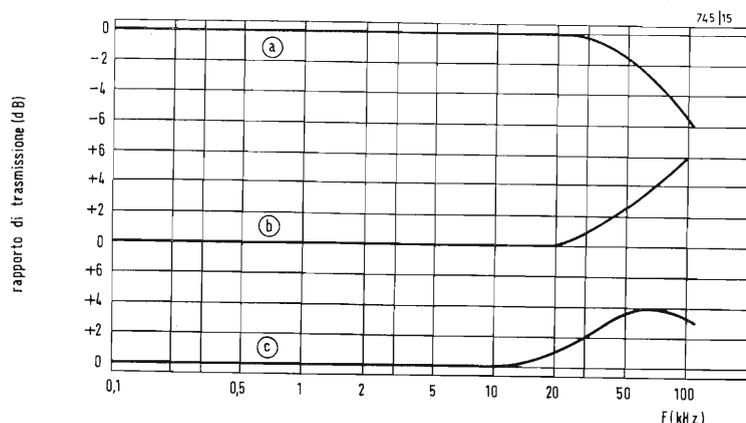



Fig. 2 - Curve di risposta dei circuiti RF (*a*); del preamplificatore (*b*) e banda passante risultante (*c*).

circuito di emettitore caricato dalla resistenza R_{364} ai capi della quale si raccolgono i segnali composti destinati ad alimentare le diagonali *C-D* e *G-H* dei due ponti a diodi (da D_{366} a D_{369}; da D_{370} a D_{373}). Si noti in serie con il collegamento la presenza di un filtro centrato su 67 kHz, ma il cui impiego si giustifica solo negli U.S.A. per la ricezione dei programmi privati S.C.A.

Prelevati alle prese della induttanza posta nel collettore di T_{361}, i segnali a 19 kHz della frequenza pilota vengono poi due ponti a diodi del demodulatore. Secondo la polarità delle alternanze del segnale a 38 kHz, viene reso conduttore alternativamente il ponte superiore (nel disegno dello schema), o quello inferiore; ne consegue che i punti *D* o *H* vengono posti al potenziale di massa, impedendo così alle basi dei corrispondenti transistori (T_{364} - T_{365}) di ricevere segnali A.F. Si noti anche che, grazie all'uso di un secondario a presa centrale (L_{367}), i segnali applicati ad *A-B* ed *E-F* sono sfasati tra loro di π; infine,

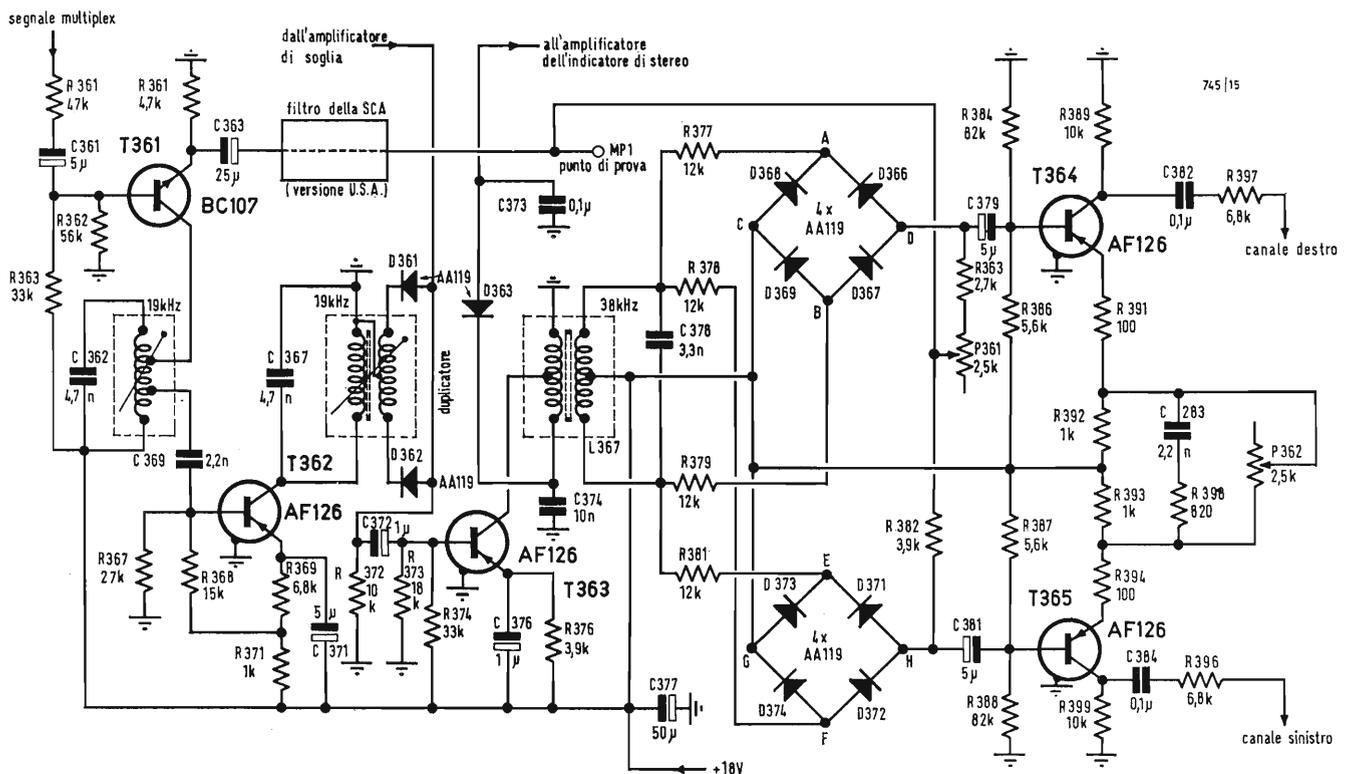



Fig. 3 - Schema dettagliato del decodificatore.

trasmessi, attraverso C_{369}, alla base di T_{362}, il cui collettore è pure caricato da un avvolgimento centrato su 19 kHz. Questo avvolgimento costituisce il primario di un trasformatore al cui secondario sono collegati i diodi D_{361} e D_{362} funzionanti da duplicatori di frequenza portante, riportandola a 38 kHz. Quest'ultimo segnale, che corrisponde alla sottoportante ricostituita, viene amplificata da T_{363}, il cui collettore è parimenti caricato dal primario di un trasformatore accordato, questa volta a 38 kHz. Questo segnale, facente funzione di frequenza di commutazione viene applicato alle diagonali *A-B* ed *E-F* dei considerando i circuiti a ponte adottati per i demodulatori di canali, nessun segnale a 38 kHz appare ai punti *D* ed *H*, dove si forma l'uscita delle informazioni A.F. I transistori T_{364} e T_{365} fungono da preamplificatori A.F., i segnali corrispondenti ai canali destro e sinistro vengono infatti raccolti ai loro collettori.

4. - FILTRI A 19 e A 38 kHz

Responsabili in gran parte del soffio nella ricezione di un programma stereofonico, i segnali a frequenza pilota (19

Fig. 4 - Filtri a 19 kHz e a 38 kHz.

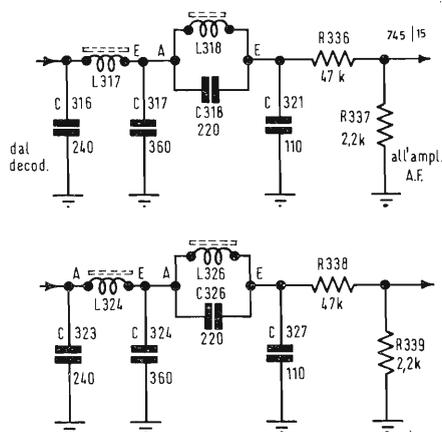
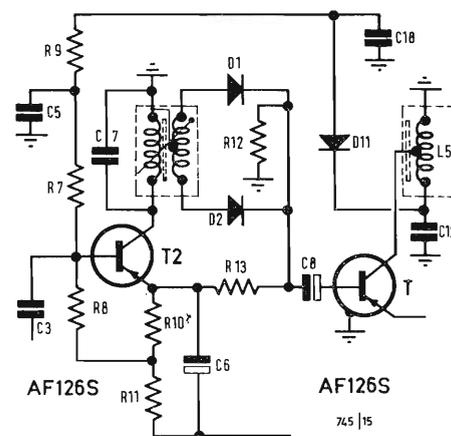



Fig. 6 - Il transistore T2 è usato per bloccare la trasmissione dei parassiti in ricezione monofonica.

kHz) a portante ricostituita a 38 kHz devono essere fortemente attenuati, tanto più, quanto maggiormente si vogliono evitare interferenze indesiderabili. Questa funzione è affidata, per ciascun canale, ad un filtro passa basso (fig. 4) costituito da L_{317} - C_{317} ed L_{318} - C_{318} da una parte, da L_{324} - C_{324} ed L_{326} - C_{326} dall'altra parte. L'azione di questi filtri è illustrata dalla curva di fig. 5; essa dimostra che la reiezione raggiunge —60 dB a 19 kHz, mentre la banda passante dell'insieme va da 20 Hz a 16 kHz a —2 dB. A 38 kHz, l'attenuazione che è migliore di —40 dB, elimina qualsiasi pericolo d'interferenze con l'oscillatore di premagnetizzazione di un registratore magnetico. Contrariamente a quanto si fa d'ordinario, questi filtri non sono seguiti da circuiti di disaccentuazione, poichè questa è infatti assicurata al livello dei due preamplificatori A.F.

5. - SEGNALAZIONE - AMPLIFICATORE A SOGLIA

Una delle maggiori difficoltà incontrate nella costruzione di decodificatori stereofonici, risiede nella scelta di un dispositivo annesso, che permetta di ottenere ad un tempo una segnalazione ed una commutazione « mono-stereo » corrette, nonchè l'eliminazione del rumore di fondo e dei parassiti durante la ricerca delle stazioni.

Questi circuiti sono veramente particolarmente delicati da regolare, dato che, lo abbiamo visto, non è raro che il rapporto segnale/disturbo divenga inferiore a 26 dB. Se in monofonia un segnale di 10 μV in antenna basta ad assicurare in ricezione un'immunità di tutti i generi e specialmente al soffio, in stereofonia invece bisogna disporre di un segnale notevolmente più intenso. Per queste ragioni, bisogna impiegare un circuito come quello rappresentato in fig. 6. Destinato a prendere posto all'uscita dello stadio duplicatore di frequenza a diodi, questo circuito comprende essenzialmente la bobina L_5 accordata da C_{12} e il diodo D_{11} usato per raddrizzare i segnali a 38 kHz. Filtrata da R_9, C_5 ed R_7, la tensione negativa corrispondente è applicata alla base di T_2, bloccato in assenza della sottoportante; così in ricezione monofonica, i parassiti non possono essere trasmessi dallo stadio e venire accidentalmente a eccitare il circuito di segnalazione luminosa, che gli fa normalmente seguito. Evidentemente, in presenza di una portante stereofonica, le cose si invertono poichè T_2 diviene conduttivo, i segnali a 38 kHz vengono trasmessi normalmente e la segnalazione luminosa può funzionare normalmente. A questo riguardo, le curve di fig. 7 sono molto istruttive; esse rappresentano infatti i livelli di rumore relativo misurati secondo che si riceva in « mono » o in « stereo » e in funzione del segnale captato dall'antenna.

A titolo indicativo, si riporta la fig. 8 dello schema di un indicatore visivo, che può essere comandato direttamente a partire dal segnale a 38 kHz prelevato al livello di T_{376} (fig. 3).

Per eliminare il soffio o i parassiti captati da un ricevitore MF, quando l'apparecchio non è sintonizzato su una portante, la cosa migliore è ancora quella di ricorrere ad un amplificatore a soglia, il cui schema ad es. è riportato in fig. 9, usato per bloccare o sbloccare i diodi D_{361} e D_{362} del circuito di fig. 3. Il suo funzionamento può essere riassunto come segue: in assenza di segnale a 38 kHz applicato alla base di T_{303}, la tensione emettitore-collettore di T_{303} è più positiva della tensione di polarizzazione del diodo D_{301} posto nell'emettitore di T_{304}, questo transistore è perciò bloccato. In queste condizioni, l'impedenza emettitore-collettore di T_{304} essendo grande, la tensione negativa di collettore di questo transistore è pure alta; trasmessa ai diodi D_{361} e D_{362} del circuito di fig. 3, questa tensione ha

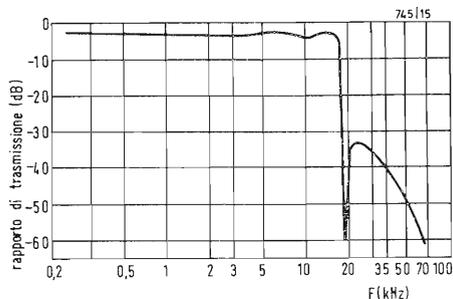



Fig. 5 - Curve di risposta dei filtri a 19 kHz e a 38 kHz.

l'effetto di bloccarli, impedendo la trasmissione di segnali attraverso il decodificatore. Al contrario, nella ricezione di una portante stereofonica, la tensione alla base di T_{303} diviene positiva e questo transistore si blocca, mentre T_{304} diviene passante. In conseguenza, la tensione negativa di collettore di T_{304} si abbassa, i diodi D_{361} e D_{362} si sbloccano e i segnali possono essere normalmente avviati al decodificatore. Si precisa che, grazie al potenziometro P_{301}, la soglia di commutazione di questo circuito può essere regolata fra 30 μV e 20 mV, il che permette all'utente di far fronte a tutte le condizioni incontrate in pratica.

6. - PRESTAZIONI

Estremamente interessanti, le prestazioni di questo decodificatore sono riassunte dalle curve delle figure da 10 a 15. Le curve della fig. 10 si riferiscono alla diafonia tra i canali. Come si vede, queste sono migliori di quelle imposte dalle norme DIN 45500 delimitate in alto, a destra della figura stessa. Complementari delle precedenti, le curve di fig. 11 sono relative alla diafonia in funzione del livello di segnale captato dall'antenna; la soglia di commutazione mono-stereo è fissata a 30 μV. Quanto alle curve della fig. 12, si riferiscono anch'esse alla diafonia, misurata questa vol-

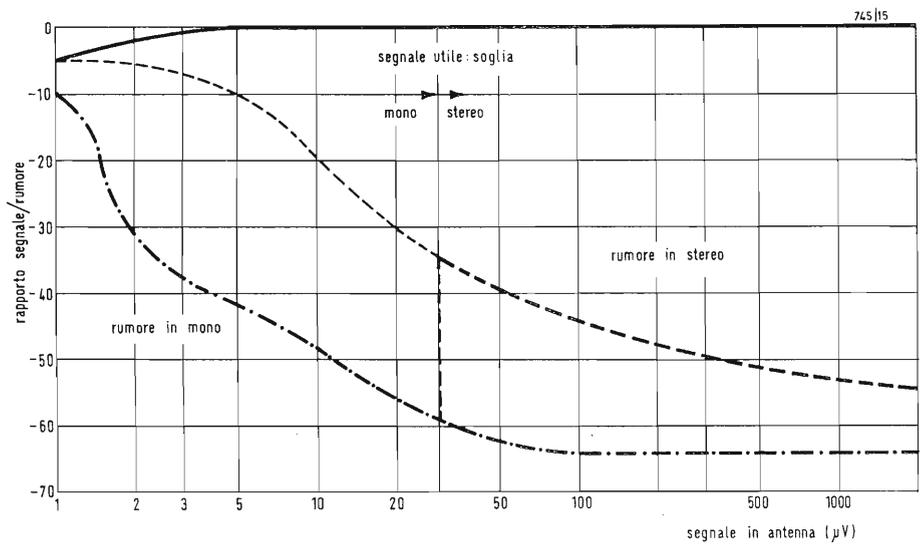



Fig. 7 - Livello di rumore relativo in « mono » e in « stereo » in funzione dell'intensità dei segnali captati dall'antenna.

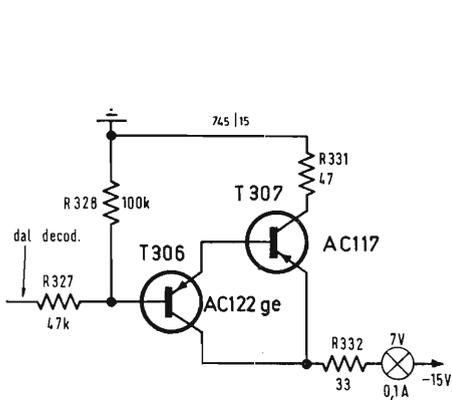



Fig. 8 - Circuito di segnalazione da aggiungere al decodificatore.

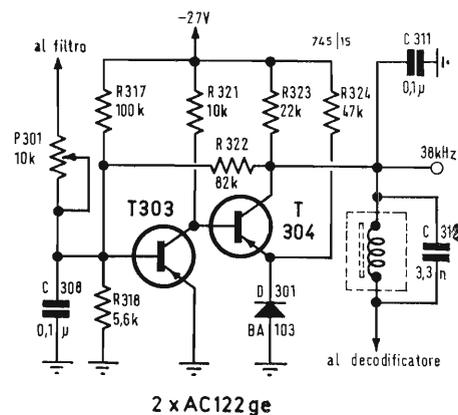



Fig. 9 - Schema pratico dell'amplificatore a soglia.

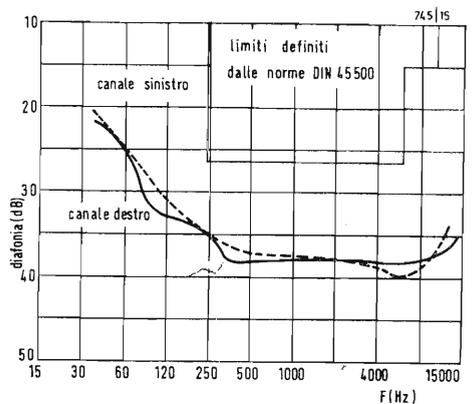



Fig. 10 - Tasso di diafonia fra i canali definito in riferimento alle norme DIN.

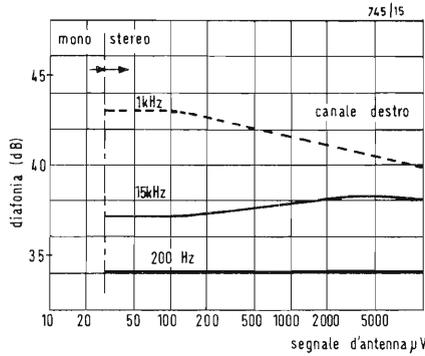



Fig. 11 - Diafonia rilevata in funzione del livello del segnale captato dall'antenna.

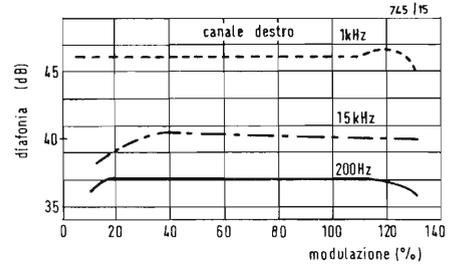



Fig. 12 - Diafonia in funzione della frequenza e del tasso di modulazione.

ta a diverse frequenze e per diversi tassi di modulazione.

Molto istruttive le curve di fig. 13 rappresentano l'escursione della subportante in funzione dell'escursione totale, e ciò a diverse frequenze. La curva di fig. 14 si riferisce alla risposta ampiezza-frequenza del complesso dei circuiti dei decodificatori. Come si vede, essa aderisce perfettamente alle norme DIN 45500 delimitate in ombreggio; si precisa che questa misura è stata fatta all'uscita dei vari filtri. Infine le curve della fig. 15 danno il livello delle armoniche 2ª e 3ª ed il tasso di distorsione misurato all'uscita del decodificatore in funzione della frequenza.

Questi vari risultati, bisogna precisarlo, non hanno bisogno di commenti, data la loro eccellenza. Essi dimostrano, se ce ne fosse ancora bisogno, che la ricezione in stereofonia può molto bene non prestare il fianco ad alcuna critica, a condizione però di osservare un certo numero di precauzioni, fortunatamente molto semplici da tradurre in pratica.

7. - BIBLIOGRAFIA

Stereo-Decoder mit Vorverstärker und Schwellwerteinstellung. W. Gebele. - Funkschau 1966, n. 9.

A.

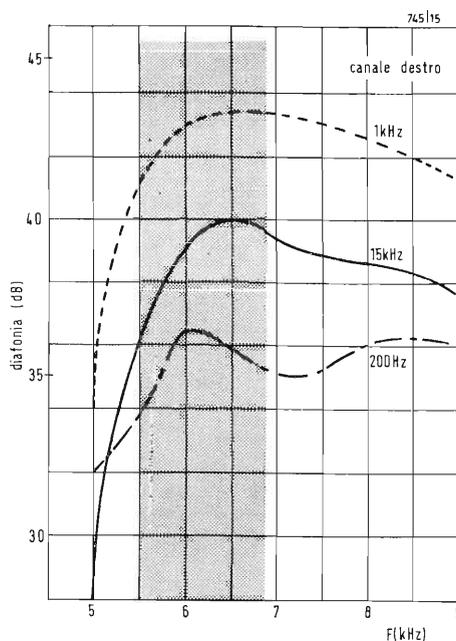



Fig. 13 - Diafonia in funzione dell'escursione della sottoportante.

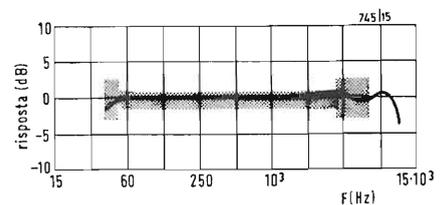



Fig. 14 - Risposta ampiezza-frequenza dei circuiti del decodificatore.

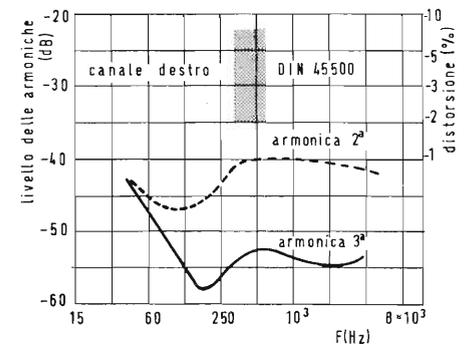



Fig. 15 - Livello della 2ª e 3ª armonica e tasso di distorsione.

Sig. G. GRASSI Mariano Comense (Como)

D. - *I televisori a colori rappresentano l'espressione della tecnica più avanzata in fatto di TV di radiodiffusione circolare. Orbene, ho notato che in essi la transistorizzazione, e non solo quella degli stadi di potenza di deviazione, è sensibilmente arretrata rispetto a quella dei televisori B-N. Non vi sembra una contraddizione anacronistica? Oppure, sono io che non sono al corrente dei modelli più recenti equipaggiati con transistori?*

R. - La transistorizzazione dei televisori a colori progredisce di giorno in giorno in virtù della fabbricazione di nuovi transistori capaci di sopportare tensioni inverse altissime, come ad es. il nuovo transistore Siemens T 44e adatto agli stadi di luminanza. Abbiamo sottomano un articolo firmato Nikolaus Pichler apparso sulla rivista « Siemens Bauteile Informationen »; l'articolo risponde al suo interrogativo; esso descrive un amplificatore di luminanza e i correlativi amplificatori di crominanza, dimostra che già da ora questi stadi possono essere facilmente equipaggiati con transistori in concorrenza e con vantaggio rispetto ai corrispondenti stadi a tubi elettronici.

Il segnale di luminanza (fig. 1a) è formato dai tre segnali R, V, B secondo il principio della « luminosità costante »:

$$Y = 0{,}3\ R + 0{,}59\ V + 0{,}11\ B$$

Esso è presente nel ricevitore al livello del rivelatore video con un'ampiezza di circa 4,5 V. L'amplificatore di luminanza lo porta a 100 V, tensione necessaria per pilotare un cinescopio a colori del tipo 63 cm a maschera di ombra (A 63-11 X) avente la corrente di cresta di 7,5 mA. I catodi dei tre proiettori elettronici sono collegati insieme e all'uscita dell'amplificatore di luminanza. Una regolazione separata delle tensioni di funzionamento statico (V_{g2} e V_{g1}) del cinescopio permette di regolare, a parità di segnali di luminanza, a valori diversi le correnti di cresta dei pennelli per i tre proiettori elettronici, a motivo dei diversi rendimenti luminosi dei fosfori rosso, verde e blu. In tal modo si rende possibile la riproduzione in bianco-nero delle immagini con i cinescopi a colori. Il contrasto e la luminosità si regolano di preferenza attraverso l'amplificatore di luminanza.

La fig. 1b rappresenta i segnali di crominanza normalizzati in riferimento ad un'ampiezza relativa uguale a 1 del segnale di luminanza e che forniscono una figura di barre saturate al 100%. Tuttavia vengono trasmessi solo i segnali di crominanza « ridotti » della fig. 1c.

La riproduzione di colori primari e complementari totalmente saturati (mira di barre normalizzate) esige la applicazione di tre segnali di crominanza R—Y, V—Y e B—Y alle griglie controllo corrispondenti dei tre proiettori del cinescopio a colori, con i valori nominali punta-punta rispettivamente di 165, 100 e 215 V. Per una regolazione precisa dei rapporti di ampiezza, i pennelli elettronici sono comandati dalla somma del segnale di luminanza e dei segnali di crominanza.

Il compito degli amplificatori di crominanza consiste nel dar luogo, partendo dai due segnali di crominanza trasmessi, al segnale V—Y necessario per pilotare il cinescopio, nel compensare in ricezione i fattori di attenuazione introdotti in trasmissione (1,14 per il segnale R—Y e 2,03 per il segnale B—Y, e nell'amplificare i tre segnali di crominanza al valore occorrente per l'alimentazione del cinescopio. Il guadagno del canale B-Y deve essere maggiore di quello del canale R—Y nel rapporto 2,03/1,14. La dematrizzazione propriamente detta può così essere effettuata dal cinescopio stesso. Il van-

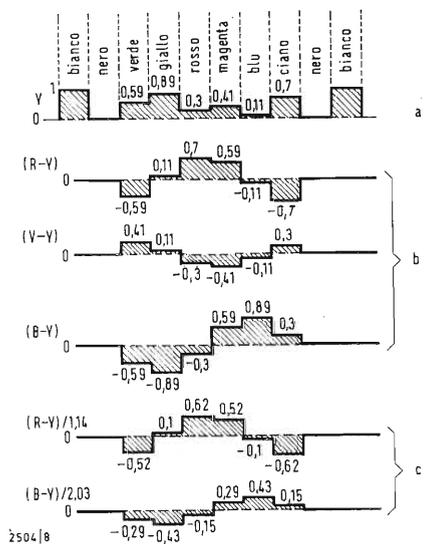



Fig. 1 - Segnali video di una mira di barre normalizzate saturate al 100 %: *a*) segnale di luminanza Y; *b*) segnali di crominanza R—Y, V—Y e B—Y; *c*) segnali ridotti di crominanza (R—Y)/1,14 e (B—Y)/2,03.

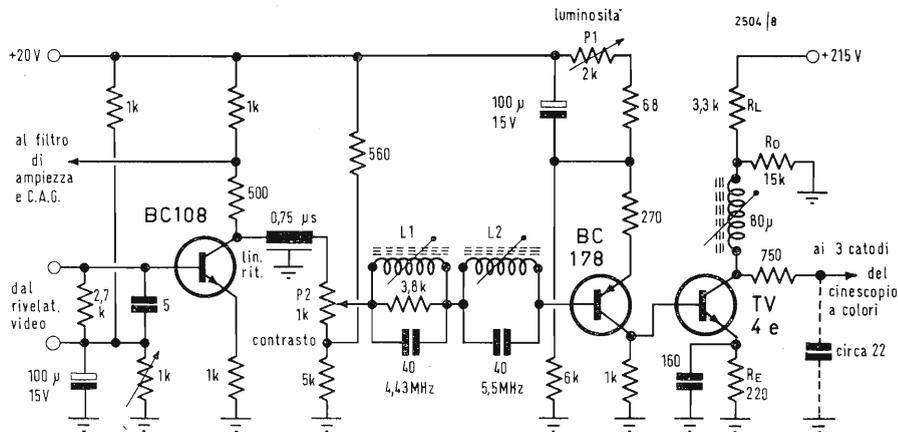



Fig. 2 - Amplificatore di luminanza con stadio di uscita equipaggiato con il transistore TV4e; 4,43 MHz trappola della subportante di colore; 5,5 MHz trappola del suono; L_1, 50 spire filo rame smaltato rivestito in seta ∅ 0,12; L_2, 40 spire filo rame smaltato rivestito in seta ∅ 0,12 (avvolgimento incrociato).

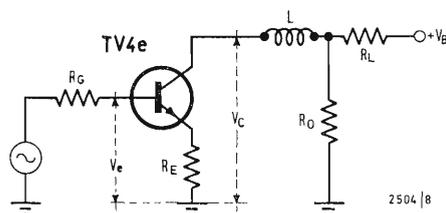



Fig. 3 - Schema di principio dello stadio di uscita dell'amplificatore di luminanza di fig. 2.

taggio sta nel fatto che nella ricezione compatibile, cioè nella riproduzione in bianco-nero con taglio automatico del canale di crominanza, il segnale di luminanza attraversa un solo amplificatore (comune), che alimenta contemporaneamente i tre cannoni elettronici, in modo che non c'è da ricriminare alcuna alterazione dei colori, dopo l'unica regolazione di riproduzione del bianco.

1. — AMPLIFICATORE DI LUMINANZA.

La fig. 2 rappresenta un amplificatore completo di luminanza a tre stadi, quello di uscita è equipaggiato con il transistore video Siemens TV 4e. Il segnale fornito dal rivelatore video sulla base del primo transistore BC 108 ha il valore punta-punta di circa 4,5 V. Per alimentare il cinescopio occorre però un segnale di circa 100 V. Allo scopo di far sì che eventuali guasti interni al tubo non deteriorino il transistore di uscita di luminanza, si è disposta una resistenza di 750 Ω di protezione fra i catodi del cinescopio e il collettore del transistore; perciò il transistore deve fornire un segnale di 105 V.

La fig. 3 rappresenta lo stadio di uscita. R_O è una delle resistenze di un divisore di tensione, il quale riduce la tensione di alimentazione al valore desiderato per il funzionamento del transistore. La resistenza effettiva di lavoro è determinata dall'accoppiamento in parallelo di R_L e R_O. La resistenza R_E regola il guadagno in tensione dello stadio ed aumenta contemporaneamente l'impedenza di entrata.

La fig. 4 rappresenta la famiglia di caratteristiche I_C-V_{CE} del transistore impiegato nel circuito di fig. 3. Ammettendo un guadagno di corrente sufficientemente alto, il segnale video sul collettore del transistore vale, con buona approssimazione:

$$v_c = \frac{R_L R_O}{R_E (R_L + R_O)} v_e = G v_e$$

dove G è il guadagno.

La somma delle tensioni di segnale ai capi della resistenza di carico e di emettitore (uguale a $V_B' - V_B$, secondo la fig. 4) è:

$$V_B' - V_B = v_c + v_e = v_c \left(1 + \frac{1}{G}\right)$$

Tenendo conto degli impulsi di sincronizzazione, la tensione di uscita del segnale video completo (immagine+soppressioni+sincro) diviene

$V_y = 105 \cdot 1{,}38 = 145$ V

Supponendo di effettuare una compressione del 50% degli impulsi di sincronismo, il segnale video si riduce a:

$V_c = V_y = 125$ V

Posto il guadagno G = 12, la tensione ai capi della resistenza di collettore e di emettitore è, in conseguenza:

$$125 \left(1 + \frac{1}{12}\right) = 135 \text{ V}$$

Considerazioni relative alla banda passante hanno condotto ad adottare una resistenza effettiva di collettore di 2,7 kΩ per il calcolo dello stadio di uscita di luminanza.

Un dispositivo supplementare di miglioramento della banda passante (compensazione in serie) permetterebbe di aumentare questo valore. La resistenza di emettitore deve essere:

$$R_E = \frac{2{,}7 \cdot 10^3}{12} = 220 \, \Omega,$$

per ottenere il guadagno di 12. Per rilevare la frequenza, si è disposto in parallelo ad R_E un condensatore di 160 pF, e si è inserita un'induttanza di compensazione in serie L di valore circa 80 μH nel circuito di collettore. I valori ottimi per R_O e R_L sono 15 kΩ e 3,3 kΩ. Per un valore prefissato di V_B (+ 215 V), la tensione di alimentazione effettiva utile è allora:

$$V_B' = V_B \frac{R_O}{R_L + R_O} = 175 \text{ V}$$

Con resistenze aventi tolleranze del 5 per cento, una sopraelevazione del 10 per cento della tensione di rete, un valore massimo di R_O e un valore minimo di R_L, la tensione massima fra collettore ed emettitore è:

$$V_{CER\,max} = 1{,}1 \, V_B \frac{R_{O\,max}}{R_{O\,max} + R_{L\,min}} =$$

$$= 195 \text{ V.}$$

Questo valore è inferiore al valore massimo 200 V ammissibile per il transistore TV4e. La tensione residua, nel caso della combinazione più sfavorevole dei valori di resistenza (tolleranza 2% su R_E) e di una tensione di rete inferiore del 10%, deve essere maggiore di zero. Nell'ipotesi di $V_{CE\,sat} = 20$ V, si trova $V_{Res\,min} = 5$ V. Si è supposto, inoltre per questo calcolo, che il segnale di entrata di luminanza diminuisca di un tasso eguale alla fluttuazione della tensione di rete, il che dipende però dalla natura del circuito di regolazione degli stadi RF. In regime nominale, la tensione residua è allora $V_{R\,nom} = 20$ V.

Nei casi più sfavorevoli, la corrente di cresta di collettore è:

$$i_{c\,max} = \frac{V'_{max} - V_{Sat\,min}}{R_{E\,min} + R'_{L\,min}} =$$

$$= \frac{1{,}1 \, V_B \dfrac{R_{O\,max}}{R_{O\,max} + R_{L\,min}} - V_{Sat\,min}}{R_{E\,min} + \dfrac{R_{O\,max} - R_{L\,min}}{R_{O\,max} + R_{L\,min}}} \cong$$

$$\cong 65 \text{ mA.}$$

In regime nominale, la dissipazione massima di collettore si verifica quando le condizioni di funzionamento del transistore sono tali che la corrente e

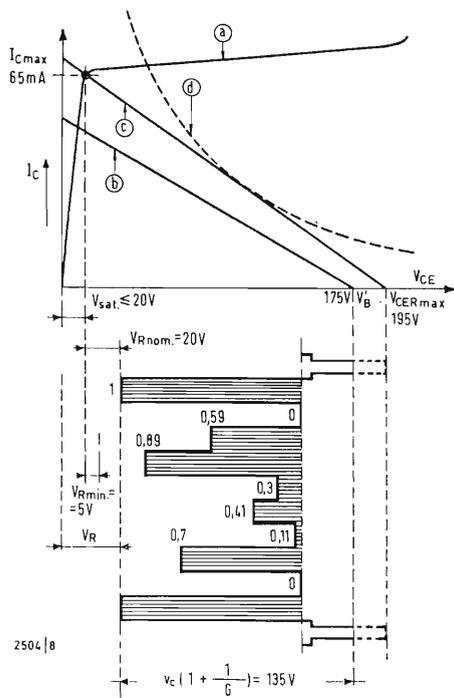



Fig. 4 - Famiglia di caratteristiche dello stadio di uscita della fig. 3:
a) $I_C = f(V_{CE})$;
b) retta di carico $R = R_E + \dfrac{R_O\ R_L}{R_O + R_L}$ (regime nominale);
c) retta di carico $R_{Emin} + \dfrac{R_{Omax} \cdot R_{Lmin}}{R_{Omax} + R_{Lmin}}$:
d) curva di dissipazione P_{VCmax}.
In basso: segnale di luminanza della mira di barre normalizzate.

la tensione di collettore sono uguali alla metà dei valori massimi, cioè quando:

$$P_{VC\ nom} = \frac{V'^2_B}{4\,(R_E + R'_L)}$$

Ponendo $V'_B = V_B \dfrac{R_O}{R_O + R_L}$

e $R'_L = \dfrac{R_O\,R_L}{R_O + R_L}$, si ottiene:

$$P_{VC\ max} = \frac{V_B^2}{4}\left(\frac{R_O}{R_O + R_L}\right)^2$$

$$\frac{1}{R_E + \dfrac{R_L\,R_O}{R_L + R_O}} = 2{,}65\ \text{W}.$$

Questo valore si riduce a 2,12 W quando si tiene conto del fatto che, a seguito della natura dissimmetrica del segnale di luminanza, il transistore di uscita è bloccato durante gli impulsi di sincronismo orizzontale e verticale, che rappresentano globalmente il 20% del periodo del segnale video.
Nel caso più sfavorevole dei valori di resistenza ($R_{O\ max}$, $R_{L\ min}$, $R_{E\ min}$) e di sovratensione di rete del 10%, la dissipazione massima possibile del collettore si eleva a 2,75 W. Con la temperatura massima ammissibile della giunzione $\theta_j = 175°C$ e la temperatura ambiente massima $\theta_{amb} = 55°C$, la resistenza termica del transistore rispetto al suo ambiente deve essere, per $P_{VC\ max} = 2{,}75$ W:

$$R_{tamb} = \frac{\theta_j - \theta_{amb}}{P_{VC\ max}} \leqq 45°C/W.$$

Con un transistore avente la resistenza termica dell'involucro $R_{t\ case} = 25°$ C/W, bisogna adottare un radiatore avente una resistenza termica $R_{t\ rad} \leqq$ $\leqq 20°C/W$.
La regolazione della luminosità, con il transistore p-n-p al silicio BC 178, permette di abbassare il segnale di luminanza sul collettore del transistore di uscita, dal valore nominale del « bianco assoluto » verso i valori positivi, di + 35 V a circa + 175 V (riduzione della luminosità dell'immagine; confronta anche la fig. 5d).
Il segnale video nello stadio di preamplificazione viene pure allontanato dal gomito di saturazione del transistore, per cui le creste di segnale (componenti visibili del segnale) non possono in nessun caso raggiungere il gomito di saturazione del transistore, il che, a motivo dell'effetto di « immagazzinamento dei portatori », rischierebbe di provocare alterazioni sui contorni dei colori ed errori di saturazione sull'immagine.
La fig. 5 rappresenta gli oscillogrammi registrati sui circuiti provati. Con i due circuiti reiettori rappresentati in fig. 2, si ottiene, come indica la fig. 5d, una riduzione della caratteristica di ampiezza di circa 12 dB alla frequenza della sottoportante a 4,43 MHz e di circa 26 dB alla frequenza della portante suono a 5,5 MHz.

2. — AMPLIFICATORE DI CROMINANZA.

L'amplificatore di crominanza della fig. 6 è costituito da tre transistori BC 148 (transistori p-n-p planari al silicio in contenitore plastico), e da tre stadi di uscita equipaggiati con transistori video a tensione inversa elevata (BF 179).
La funzione dei primi tre è quella di amplificare i segnali di crominanza R—Y e B—Y forniti dai demodulatori, di adattare le impedenze e di generare il segnale V—Y (non trasmesso) a partire dai due altri segnali di crominanza trasmessi. Gli stadi di uscita amplificano poi i tre segnali di crominanza al valore richiesto per il pilotaggio del cinescopio. Fra le numerose possibilità studiate, questo tipo di alimentazione degli stadi di uscita di crominanza si è rivelato il più favorevole.
I tre catodi del cinescopio sono portati in comune ad un potenziale continuo di circa + 150 V per il livello del nero, la tensione di bloccaggio del cinescopio al«nero» è di 130 V per una tensione di griglia schermo di 400 V in regime nominale; allora la tensione continua dei segnali di crominanza deve essere di circa + 20 V sulle tre griglie controllo per il nero (e bianco). Per ragioni di economia, la tensione di alimentazione è generata nel ricevitore a colori per raddrizzamento di un'alternanza della tensione di rete (cioè senza trasformatore di alimentazione).
Si dispone perciò di una tensione di alimentazione di circa 225 V per una tensione alternata di 220 V. Il potenziale di collettore degli stadi di uscita di crominanza è, per la riproduzione del nero, sensibilmente uguale alla metà della tensione di alimentazione, cioè circa 125 V, a motivo della natura simmetrica dei segnali di crominanza (fig. 1). L'impiego di un circuito di soppressione del colore permette un adattamento corretto al livello necessario di alimentazione in tensione continua. La componente continua, nella riproduzione del segnale, viene poi separata per mezzo di un condensatore e ricostituita dal circuito soppressore del colore. La tensione — 100 V necessaria viene prelevata dallo stadio di uscita di deviazione orizzontale per mezzo di un raddrizzatore a buon mercato. Il circuito di soppressione del colore offre un altro vantaggio, quello di eliminare praticamente una tensione di ronzio, che appare agli elettrodi di controllo e sovrapposta alla tensione di alimentazione degli sta-

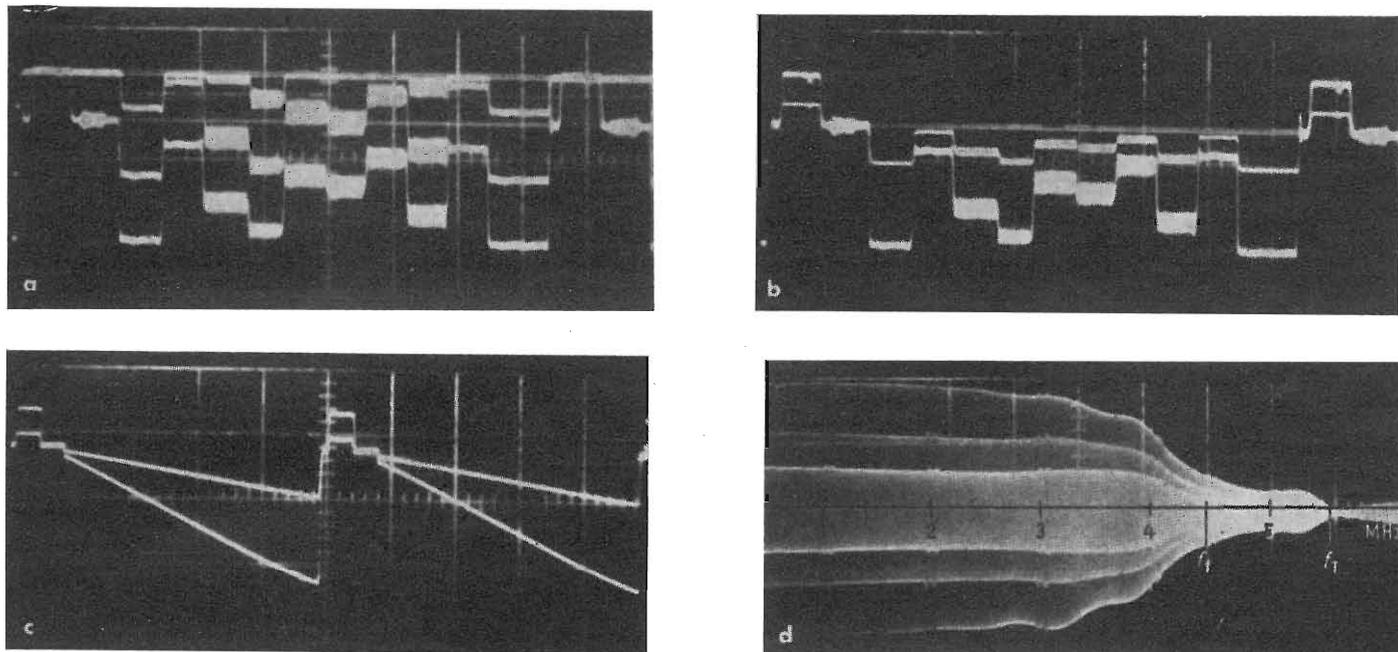



Fig. 5 - Oscillogrammi registrati all'uscita del circuito della fig. 2:
a) segnale di mira con soppressione d'immagine e impulsi di sincronismo per diverse posizioni del potenziometro P_1 di luminosità (10 V/divisione);
b) segnale come in *a*) per le posizioni minima e massima del potenziometro P_2 di contrasto (10 V/div.);
c) linearità e costanza del livello del nero per le posizioni minima e massima del potenziometro P_2 di contrasto (10 V/div.);
d) caratteristica ampiezza/frequenza per le posizioni minima, media e massima del potenziometro P_2 di contrasto (5 V/div.).
Frequenza della subportante di colore 4,43 MHz.
Frequenza della portante del suono 5,5 MHz.

di di uscita, di escludere completamente la deriva del punto di funzionamento, la quale si verifica talvolta nei tre canali e suscettibile di perturbare la ricezione compatibile, sotto forma di abbassamenti del livello del bianco.
La dematrizzazione si effettua nel cinescopio, l'ampiezza del segnale di luminanza permette di determinare, a partire dai valori normalizzati rappresentati in fig. 1, le ampiezze dei segnali di crominanza, che assicurano il pilotaggio completo del cinescopio. La alimentazione sui catodi esige un segnale di 1,2 volte inferiore a quello dell'alimentazione in griglie; perciò i segnali di crominanza devono essere 1,2 volte più intensi, da cui, con la tensione uguale a 100 V del segnale di luminanza:

$$(B—Y)\ c/c = 1{,}2\cdot 100\cdot 1{,}78 \cong 215\ V$$
$$(R—Y)\ c/c = 1{,}2\cdot 100\cdot 1{,}4 \cong 165\ V$$
$$(V—Y)\ c/c = 1{,}2\cdot 100\cdot 0{,}82 \cong 100\ V$$

La tensione di alimentazione di 225 V non permette di ottenere un segnale di 215 V con sufficiente linearità. Allo scopo di non aumentare le esigenze di tensione inversa per i componenti attivi, ci si può accontentare di un segnale di 200 V punta-punta per l'amplificatore B—Y. Il segnale B—Y presenta i suoi valori massimi per i colori blu e giallo, bisogna allora prevedere per questi colori una saturazione corrispondente alla non linearità. Questo effetto di sovramodulazione non si manifesta praticamente, poichè colori completamente saturati sono relativamente rari e i difetti di saturazione sono poco disturbanti.

Gli stadi di uscita degli amplificatori di crominanza sono stati calcolati per il guadagno di 31,5. I segnali di crominanza sulle tre entrate di base (o sulle uscite della matrice) devono, in conseguenza, essere:

B—Y = 6,8 V; R—Y = 5,25 V; V—Y = 3,2 V.

Si ottengono questi valori con il circuito matriciale rappresentato in fig. 6. Lo schema di principio è quello dell'addizionatore, nel quale la somma delle tensioni di entrata, applicate alle basi attraverso resistenze di valori opportuni, si forma all'uscita di un amplificatore a transistori con resistenza di controreazione fra collettore e base. Il segnale V—Y deve essere derivato dai segnali di crominanza R—Y = 2,6 V_{pp} e B—Y = 3,3 V_{pp}, forniti dai demodulatori. Questi ultimi sono alimentati dai segnali di crominanza già liberati dei fattori di attenuazione 1,14 e 2,03 introdotti in trasmissione.

L'equazione comune a tutti i sistemi di televisione a colori, dà:

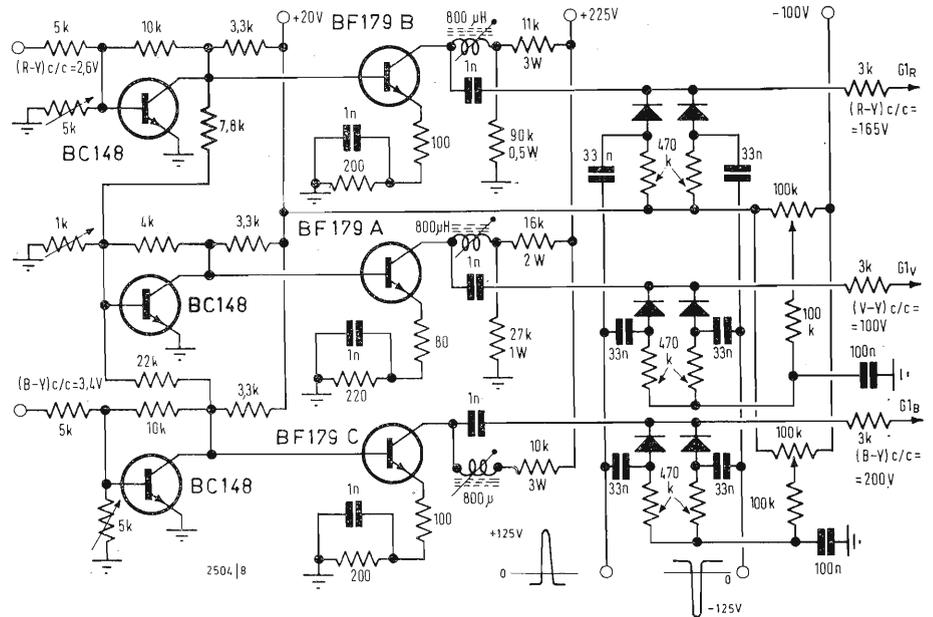



Fig. 6 - Schema dell'amplificatore dei segnali di crominanza con stadi di uscita equipaggiati con transistori video ad alta tensione inversa, BF179 A. B. C.

$$V—Y = -\frac{0{,}3}{0{,}59}\,(R—Y) - \frac{0{,}11}{0{,}59}\,(B—Y)$$

Si può così ottenere il segnale V—Y a partire dai valori negativi dei segnali di crominanza trasmessi, introducendo convenienti fattori di divisione.

Gli stadi di uscita di crominanza vengono calcolati come lo stadio di uscita di luminanza per le condizioni più sfavorevoli. Il punto di lavoro nominale si trova al centro della famiglia di caratteristiche del transistore, contrariamente al caso della regolazione dell'amplificatore di luminanza.

Con la tensione nominale di alimentazione $V_{Bnom} = 225$ V, la tensione limite collettore-emettitore necessaria del transistore B—Y diviene $V_{CER} = 250$ V, per la sovratensione di rete del 10 %. Il transistore BF179C, previsto per questo stadio, soddisfa a questa condizione. La corrente di collettore di cresta è 25 mA al massimo per una resistenza di 10 kΩ di collettore; essa rimane così molto inferiore al valore limite di 50 mA ammissibile per i tipi di transistori BF179. Si ottiene la banda passante di 1,5 MHz a 3 dB con una bobina di compensazione in parallelo di induttanza 800 µH; si ottiene un'accentuazione delle alte frequenze con una combinazione RC nel circuito di emettitore.

Il calcolo della dissipazione massima del collettore dello stadio di uscita B—Y dà, nel caso più sfavorevole:

$$P_{VCmax} = \frac{1{,}21\ V_B^2}{4\ (R_E + R_L)} = 1{,}7\ W.$$

La dissipazione nominale del collettore del transistore dello stadio di uscita è, invece, 1,25 W. Per la temperatura ambiente di 55°C e la temperatura della giunzione ammissibile $\theta_j = 175$°C, la resistenza termica necessaria del transistore rispetto al suo ambiente, è:

$$R_{tamb} = \frac{\theta_j - \theta_{amb}}{P_{VCmax}} = 70°C/W$$

Con un transistore avente una resistenza termica $R_{tcase} = 45$°C/W, bisogna dunque usare un radiatore avente una resistenza termica $R_{trad} \leq 25$°C/W. Si è usato un radiatore tipo NF209 della Società Wakefield. Equipaggiato con questo dissipatore, il transistore BF179C, stadio di uscita B—Y, funziona perfettamente fino alla temperatura ambiente di 50°C, nelle condizioni più sfavorevoli di servizio. Le resistenze di collettore sono previste per gli stadi di uscita di crominanza R—Y e V—Y in modo che le tensioni inverse massime collettore-emettitore di 220 V o 160 V non siano superate nelle condizioni più sfavorevoli. La resistenza effettiva di collettore risulta dall'accoppiamento in parallelo delle resistenze del divisore e si alza a 10 kΩ nei due casi. La dissipazione di collettore, la corrente di cresta e lo smaltimento del calore necessari dei due stadi sono molto più favorevoli che per lo stadio di uscita B—Y e di gran lunga inferiori ai valori limiti dei transistori video BF179A e BF179B qui usati. Malgrado l'aggiunta del circuito di soppressione del colore sulle uscite degli stadi di crominanza, è necessario accoppiare gli stadi amplificatori con una tensione continua, a partire dal demodulatore sincrono.

Nella trasmissione di una mira di barre normalizzate, il valore medio dei segnali di crominanza è nullo (v.

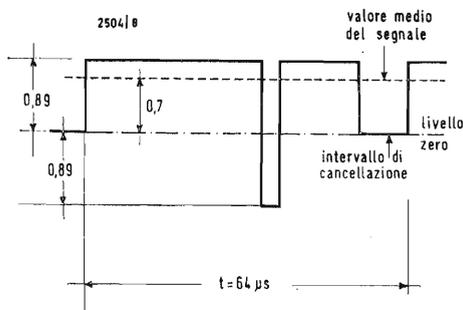



Fig. 7 - Segnale B—Y normalizzato di una striscia verticale gialla su fondo blu.

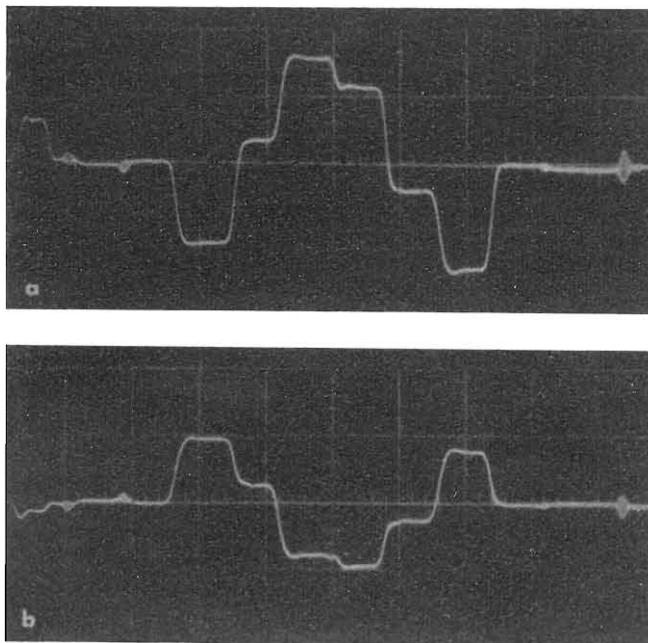



Fig. 8 - Oscillogrammi relativi al circuito di fig. 6 (registrati sui collettori dei transistori di uscita); *a*) segnale R—Y; *b*) segnale V—Y.

fig. 1). Consideriamo invece la trasmissione del contenuto di un'immagine che sia blu per la maggior parte di una riga e gialla per un tempo molto più breve (trasmissione di una stretta striscia verticale gialla su fondo blu); il segnale nel canale B—Y si presenta allora come indicato in fig. 7. Tenuto conto dell'intervallo di soppressione orizzontale e verticale del 20 %, il valore medio normalizzato di questo segnale è circa 0,7. Con accoppiamento in alternata, la modulazione normalizzata, massima per il colore giallo, sarebbe 0,7 + 0,89 = 1,59, invece del valore massimo 0,89 che si avrebbe con l'accoppiamento in continua. Ne risulterebbe una modulazione degli stadi di uscita superiore di 1,59/0,89 = 1,8 volte, il che è inaccettabile. Per questa ragione, e a dispetto della separazione e della reintroduzione della componente continua sugli stadi di crominanza, è stato adottato un accoppiamento in continua dai demodulatori fino agli stadi di crominanza. La fig. 8 rappresenta gli oscillogrammi registrati relativi all'amplificatore di crominanza della fig. 6.
Studi pratici e il calcolo hanno dimostrato che i nuovi transistori video ad alta tensione inversa BF179A, B e C e il transistore TV4e funzionano perfettamente per gli stadi amplificatori di crominanza e luminanza descritti, anche nelle condizioni più sfavorevoli di esercizio. I transistori planari al silicio BC178 (p-n-p) e BC148 (n-p-n in contenitori di plastica) sono perfettamente adatti agli stadi di entrata. Gli amplificatori rimangono stabili per lunghi periodi di funzionamento.

0944 - Sig. Gianadda L. - Vercelli

D. Desidererei avere alcune informazioni sull'amplificatore 212 - 2 × 12 W France descritto sul N° 9 sett. '67 dell'*antenna.*
1) Se la Magnétic France fornisce parti staccate; le formalità per avere il materiale dalla fabbrica e eventuale indirizzo.
2) Marca dei transistori finali 2M3053, 2M4037, 2M3054, se ci sono equivalenti e ditte fornitrici.
3) Indirizzi di ditte costruttrici di strumenti VU del tipo impiegato nei moderni apparecchi a transistori.

R. 1) La Magnétic France in generale è disposta a fornire le parti staccate dei suoi prodotti. L'indirizzo è:
Magnétic France - 175, Rue du Temple - Paris 3e.
Per avere i materiali si dovrebbero compilare appositi moduli allegati ai cataloghi della M.F. stessa, ma ciò non è indispensabile. Basta scrivere al suddetto indirizzo specificando i pezzi desiderati.
2) I 3 tipi di transistori impiegati nell'amplificatore di potenza sono tutti della RCA Italiana - Milano - Via Tiziano 19.
3) Strumenti VU sono fabbricati dalla stessa Magnétic France; dalla Rohde & Schwarz (Ditta Ing. Oscar Rojé - Milano - Via T. Tasso 7). La Ditta Belotti (Milano - P.zza Trento 8) possiede un vasto assortimento di tutti i tipi di strumenti di misura, anche a indice.

(a.f.)

0945 - Sig. Caruso G. - Reggio Calabria

D. Sul n. 11/novembre 1965 è apparsa la relazione a proposito del « Preamplificatore-Amplificatore Hi-Fi stereofonico completamente transistorizzato 2×28 W, provenienza « Alfar Electronic » serie Cosmos.

Io personalmente sono in possesso di ben tre diversi schemi elettrici e di cablaggio e, con questo apparso sul n. 11/67, quattro diversi schemi di Cosmos che differiscono tra loro unicamente per la diversità della parte finale di potenza e per le diverse tensioni di alimentazione.

Un fatto curioso è che, pur presentando tutti il medesimo preamplificatore in uno schema esso è alimentato a 45 V, in due a 32 V, e nell'ultimo (n. 11/67) non è noto.

Mi rimane il problema del preamplificatore, a proposito del quale vorrei chiederVi dei chiarimenti.

Vi segnalo un errore probabile che merita di essere corretto: la resistenza di alimentazione dei primi due stadi (terminali 165-166) che fa capo al C, 125 μF 12 V e a R, 39 k R, 10 k dei primi SFT 337 e SFT 323 che, a schema è segnata 47 k deve essere invece 4,7 k. Inoltre tutti e due i canali avevano un'oscillazione di B.F. che si generava azionando il controllo dei toni bassi, quando cioè venivano esaltati i bassi il penultimo S.F.T. 323 autoscillava.

In questa apparecchiatura ho impiegato l'alimentatore stabilizzato a 32 V della catena Hi-Fi stereo apparsa sul n. 11/65 il quale funziona egregiamente, però con il secondario del trasformatore di alim. a 38 V e non a 48 come figura a schema.

Ora vi chiedo: Pensate che le piccole modifiche apportate al Cosmos III conferiranno un miglioramento al funzionamento del preamplificatore Cosmos II? Necessita sapere però, il valore della tensione di alimentazione al punto C e, precisamente dopo la res. di 1,5 k, se è ancora 32 V o no, la quale cosa non è chiara. Un'altra cosa non è ben chiara a proposito del par. 7 « prove e messa a punto », non si individuano bene i punti *A*, *B*, *C*, *D*. Inoltre è necessario che la coppia complementare AC 139-141 sia bilanciata? Sui collettori di *T*3 (SFT 337) e *T*4 (SFT 323) è segnato rispettivamente 12 mV e 0,8 mV, a cosa si riferiscono queste tensioni tanto basse?

R. La resistenza da Lei menzionata è effettivamente di 4,7 kΩ e tale risulta dalla fig. 1 – a pag. 139 - n. 3/66 nella parte inferiore (mentre nella parte superiore, 1° canale è erroneamente segnato 47 kΩ), in fig. 3 dello stesso n. 3/66, nonchè in fig. 2 del n. 11/67 – a pag. 499.

Con riferimento al n. 11/67, le tensioni possono essere così indicate:

Fig. 2, pag. 499. Punto *C*, —68V; nodo 1,5 kΩ - 1,8 kΩ - 3,3 kΩ —50 V; nodo 1,5 kΩ —250 μF, —42 V, nodo 100 μF - 27 kΩ - 4,7 kΩ, —9 V; collettore di SFT 337 (*T*3) e base di SFT 323 (*T*4), —3,2 V; emettitore di *T*4, —3,2 V; nodo 10 kΩ - 1,5 kΩ, collettore di *T*4, —11 V; emettitore di *T*5, —5,5 V. Le indicazioni 12 mV (collettore di *T*3) e 0,8 mV (collettore di *T*4) non devono essere tenute in considerazione. L'importante è che l'alimentazione (punto *C*) è —68 V.

Fig. 3, pag. 500. Il punto *A*, collettore di *T*12, è considerato negativo rispetto a massa (punto +*B*) e positivo rispetto all'alimentazione —68 V, quindi si parla di —*A*, quando si misura la tensione fra il polo positivo dell'alimentatore +*B* (massa) e detto punto *A*, mentre si parla di +*A* quando si misura la tensione fra detto punto *A* e il punto —*C* in alto. Il punto +B è il polo positivo dell'alimentatore collegato a massa. Il punto —*C* è la linea di alimentazione a sinistra del fusibile *F*. Il punto +*D* è la base di *T*12. Il punto +*E* è la base di *T*10. Tensione fra +*B* e —*A*, —35 +2 V, tensione fra +*A* e —*C*, —35+2 V, tensione all'emettitore di *T*6, —21 V; tensione all'emettitore di *T*7 —5,8 V; tensione dell'emettitore di *T*10 e collettore di *T*11 —51 V; tensione dell'emettitore di *T*12 e collettore di *T*13, —18 V.

A pag. 505, paragrafo 7, ultima colonna riga 30, invece di « terminali 59 e 60 », si legga « terminali 60 e 61 ».

Le piccole varianti circuitali apparse nell'ultima edizione del Cosmos III, pur rappresentando migliorie, soprattutto riguardo alle condizioni di lavoro dei transistori, non possono condurre ad un miglioramento facilmente avvertibile della qualità della riproduzione.

In fig. 1bis, pag. 138 n. 3/66, i transistori AC139 e AC141 (n-p-n) non necessitano costituire una coppia bilanciata; occorre naturalmente che non si scostino largamente dalle caratteristiche medie, che loro competono.

Non riteniamo con quanto sopra riportato, di poter dire la parola « fine » alle discussioni intorno all'amplificatore Cosmos I, II, III etc, e che probabilmente non avrà mai pace.

(a.f.)

0946 - Sig. Bachi C. - Torino

D. Qualche tempo fa richiesi a codesta rivista uno schema di amplificatore ultralineare a valvole, che ho poi costruito con successo. Tuttavia, lo stadio finale, costituito da 2 6L6 in circuito ultralineare, è soggetto ad oscillazioni a frequenza supersonica. Non sono riuscito ad eliminarle in alcun modo. Gradirei pertanto sapere se in certi casi, le oscillazioni parassite non siano da attribuirsi al trasformatore di uscita (nel mio caso: « Transound H-225 »).

I 6 secondari, invece di essere collegati in serie e parallelo, possono essere collegati tutti in serie per avere più impedenze contemporaneamente e per scegliere la presa più adatta per la controreazione?

R. L'innesco di oscillazioni a frequenze molto alte (spesso addirittura a microonde) non è infrequente negli stadi di bassa frequenza con trasformatore di uscita a ferro. Si tratta di risonanze parziali di sezioni di avvolgimenti, che si accordano con le capacità parassite e danno luogo all'innesco; sono le cosiddette oscillazioni di « ringing » che si manifestano negli stadi di uscita orizzontali dei televisori. Per romperle, si usano bobinette di arresto di alta frequenza in serie con le placche dei tubi finali. Il valore di tali induttanze (di arresto per alta frequenza) dipende dalla frequenza delle oscillazioni parassite che si vuole eliminare; è opportuno potersi rendere conto del valore di simile frequenza; un'osservazione oscillografica sarebbe molto utile. Se Ella non ha questa possibilità, può provare con induttanze diverse (di piccolissima resistenza ohmica); sarebbe anche possibile l'uso di resistenze, ma queste abbassano le tensioni e peggiorano la risposta ai transienti.

È senz'altro possibile collegare in serie le varie sezioni secondarie, ma non è agevole conoscere i valori di impedenze ottenibili alle prese, se non sono note le caratteristiche del T.U. Comunque è un tentativo da fare e non è da escludere che la diversa disposizione degli avvolgimenti possa modificare ed anche eliminare l'inconveniente delle oscillazioni parassite.

(a.f.)

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

---

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDAR

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

INDUSTRIA FILATI DI LINO E CANAPA S.p.A.
Vimercate - Via C. Galbusera, 11
Refi di lino e nylon per cablaggi

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tub'.

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32.562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

RAYTHEON-ELSI - Milano
Via Fabio Filzi 25 a
Telefono 65.46.61

elettronica civile industriale componenti
Stabilimenti in Vallenoncello - Pordenone
Tel. 21451 C.P. 227 Telegr. Seleco Pordenone CAP 33170

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

FRINI ANTENNE

Costruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

Elettronica Industriale

Lissone (Milano) Via Pergolesi 30
Centralini a transistori e a valvole e acc. per impianti d'antenne collettivi

---

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Nichelino (Torino)
Via Calatafimi, 56 - Tel. 62.08.02

KATHREIN

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C. Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

Costruzioni Radioelettriche Augusta

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867 841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica

GROPELLO CAIROLI (Pavia)

Via G. B. Zanotti

Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-2391)

Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.

Osimo (Ancona)

Via Del Guazzatorre, 225

Giradischi - Fonovalige

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94

Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE

Direzione **Commerciale: MILANO**
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilm. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
Via G. Notari - S. Maurizio

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono. 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici: 20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI

Riviera d'Adda (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano

Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

Strumenti di misura

Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - **Evershed** & Vignoles - Tinsley Co

---

LARIR INTERNATIONAL - Milano

Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVESTAR - Milano

Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano

Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-239)

Laboratorio avvolgim. radio elettrico

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

MAGNETOFONI
CASTELLI - S.P.A.
S. Pedrino di Vignate
(Milano) - Tel. 956.041

Ultraphonic
di SASSONE

Via Benedetto Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuzione impianti.

PRODEL - Milano
Via Plezzo, 16
Tel. 298.618 - 230.930

COSTRUZIONI
ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilim. e Amministrazione: REGGIO EMILIA
Via G. Notari - S. Maurizio

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Ralio, Autoradio

C.G.E. - Milano
Radio Televisione
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll
d. Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DU MONT

Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Vie Nevio, 102 d - Tel. 303500

EKOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43
Telefono 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA S.a.S. di L. Mondrioli & C.
Milano - Viale E. Forlanini, 54
Tel. 73.83.740 - 73.83.750

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26
Telefono 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

REX
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Samber's

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

WUNDERSEN
Via Madonna dello Schioppo, 38
CESENA (Forlì)

ZENITH

Televisori in bianco e nero
Radio-Fono Hi-Fi
ELETTRONICA MONTAGNI
Viale Cadorna, 44 - **Firenze**
Tel. 472.959 - 593.752

BOBINATRICI

PARAVICINI Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

VIDEOSERVICE TVC

Questo libro — il primo in Italia nel settore — tratta ampiamente la **ricerca guasti,** la **riparazione,** la **taratura** e la **messa a punto** dei televisori a colori è corredato da oscillogrammi, fotografie a colori e schemi dei principali ricevitori a colori in commercio.

Sommario

DECODIFICATORE PAL

Descrizione generale
Esame dei circuiti caratteristici componenti
Rigenerazione della sottoportante
Ponte di fase
Formazione del segnale di identificazione
Separazione dei segnali « differenza di colore » - linea di ritardo

STRUMENTAZIONE

Vettorscopio: descrizione e suo impiego
Generatore di « barre di colore »

CONTROLLO SISTEMATICO

di un decodificatore PAL con rilievo delle forme d'onda

CINESCOPIO TRICROMICO A 63 - 11 X

Introduzione
I fosfori dello schermo
Le triadi
I cannoni elettronici
Dati tecnici di impiego
Note di impiego
Messa a punto della convergenza e della purezza

MATRICE

Considerazioni generali
Matrice Philips con segnali differenza
Matrice Mullard con segnali RVB
Matrice SEL con segnali RVB a transistori

TARATURA E MESSA A PUNTO

di un circuito decodificatore PAL
Controllo del canale di crominanza
Controllo del separatore di burst, generatore di sottoportante e generatore del segnale di identificazione
Controllo del killer
Controllo del C.A.G.
Controllo dei demodulatori sincroni
Controllo della matrice

AVARIE NEL RICEVITORE A COLORI

Metodo della ricerca dei guasti
Mancanza totale di colore: esame delle possibili cause
Presenza di colore ma con sequenza delle barre inesatte - esame possibili cause
Rigatura dell'immagine - esame possibili cause
Scarsa saturazione su tutte le tinte - esame possibili cause
Scarsa saturazione su uno dei colori differenza - esame possibili cause
Insufficiente definizione dell'immagine a colori - esame possibili cause
Guasti al canale di luminanza - esame delle possibili cause
Immagine in bianco e nero con tracce di disturbo colorato - esame delle possibili cause

ISTRUZIONI PER IL SERVIZIO TECNICO DEI TELEVISORI A COLORI
Con schemi

L. 14.000

EDITRICE IL ROSTRO

20155 MILANO - Via Monte Generoso 6a - Telefoni 321542 - 322793

Presentiamo la nuova linea degli strumenti HEATHKIT

(A)

(B)

(C)

(D)

(E)

A) VOLT-OHMETRO A CIRCUITI SOLIDI Mod. IM-16

CARATTERISTICHE GENERALI - Partitori di tensione: con resistenze di precisione all'1 %. **Strumento:** sviluppo 150 mm, 100 μA f.s. (deflessione dell'indice di 100°). **Transistori e diodi usati:** (1) Transistore ad effetto di campo; (6) transistori al silicio 2N3393; (1) diodo zener da 6,8 volt; (4) diodi al silicio. **Dimensioni:** cm 42 x 19 x 15 circa.

B) VOLT-OHM-MILLIAMPEROMETRO AD ALTA IMPEDENZA Mod. IM-25 a circuiti solidi « DELUX »

Uno strumento studiato espressamente per il collaudo ed il controllo di moderni circuiti a transistori· le gamme di misura che esso consente — infatti — sono adatte per l'esecuzione delle verifiche più complesse e delicate, in particolare per quanto riguarda le caratteristiche di funzionamento e le prestazioni dei circuiti elettronici.

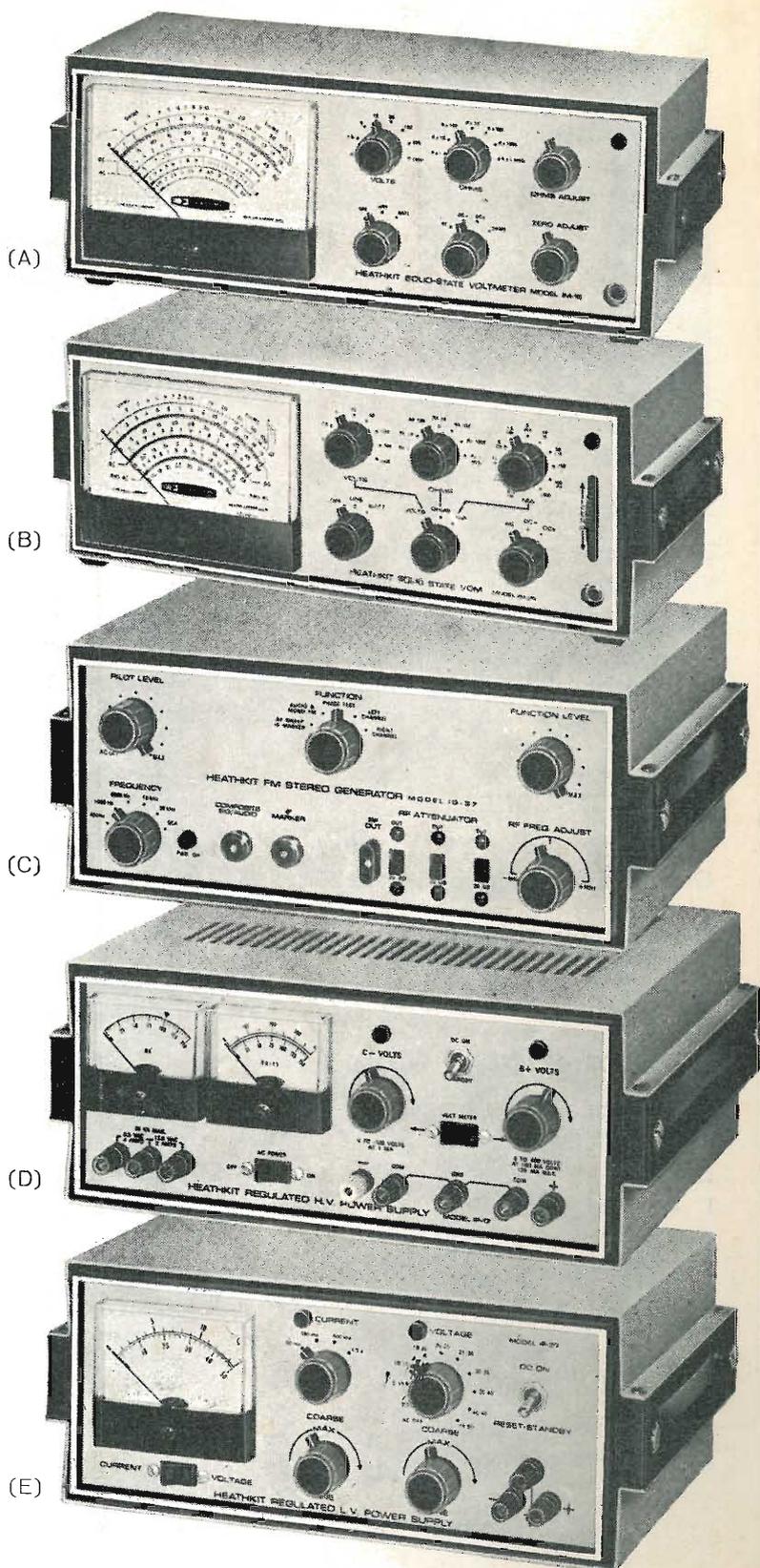
C) ALIMENTATORE REGOLATO A BASSA TENSIONE A CIRCUITI SOLIDI Mod. IP-27

Rappresenta l'ultimo perfezionamento apportato al famoso alimentatore IP-20: un nuovo stile, nuovi controlli perfettamente calibrati sul pannello posteriore, ed una particolare assenza di carichi transitori rendono l'P-27 uno strumento assolutamente indispensabile sul banco di lavoro. E' in grado di fornire una tensione continua compresa tra 0,5 e 50 volt, con eccellente regolazione del valore di tensione per carichi variabili da 0, ad 1,5 ampère. La corrente può essere limitata dal 30 al 100 % su ciascuna delle quattro portate, da 50 mA ad 1,5 A, come fattore di sicurezza nei confronti delle apparecchiature sotto prova.

D) NUOVO GENERATORE FM STEREO IG-37 per l'allineamento delle sezioni di RF e di MF dei ricevitori a modulazione di frequenza e funzionanti sul sistema Multiplex

Uno strumento della massima compattezza, estremamente utile per le attività di assistenza e di collaudo delle apparecchiature di ricezione in modulazione di frequenza, sia monofoniche che stereofoniche. Lo strumento contiene un generatore complesso che fornisce tutti i segnali necessari alla messa a punto di ricevitori a modulazione di frequenza, disposti razionalmente ed azionabili tramite i comandi comodamente disposti sul pannello frontale. Tra i comandi figurano il selettore di frequenza, la regolazione del livello di pilotaggio, il commutatore di funzione, il livello di funzione ed un comando di sintonia per la regolazione della frequenza. Tutti i raccordi per il prelevamento dei segnali prodotti dallo strumento sono anch'essi disposti sul pannello frontale, mediante comodi attacchi di tipo coassiale.

E) ALIMENTATORE STABILIZZATO AD ALTA TENSIONE REGOLABILE Mod. IP-17

Un nuovo stile, nuove prestazioni, e nuovi pregi di stabilità e di sicurezza di impiego. Questo è uno strumento che soddisfa le più severe esigenze per il tecnico che si dedica all'elaborazione di circuiti particolari, per chi si occupa esclusivamente di riparazioni, per gli studenti che svolgono attività nei laboratori di fisica e di chimica, nonché per i tecnici che si occupano dell'elettronica più avanzata. L'IP-17 è particolarmente usato nel campo dell'elettroforesi, o per l'alimentazione della apparecchiature Berkeley. Qualunque sia il tipo di impiego, l'alimentatore fornisce fino a 400 volt C.C. con una regolazione migliore dell'1 %, e con carico di corrente fino a 100 mA, oltre ad una tensione di polarizzazione variabile da 0 a —100 volt, con una corrente massima di 1 mA, unitamente alle tensioni alternate sia a 6 che a 12 volt, con 4 o 2 ampère massimi, rispettivamente.

International s.p.a.

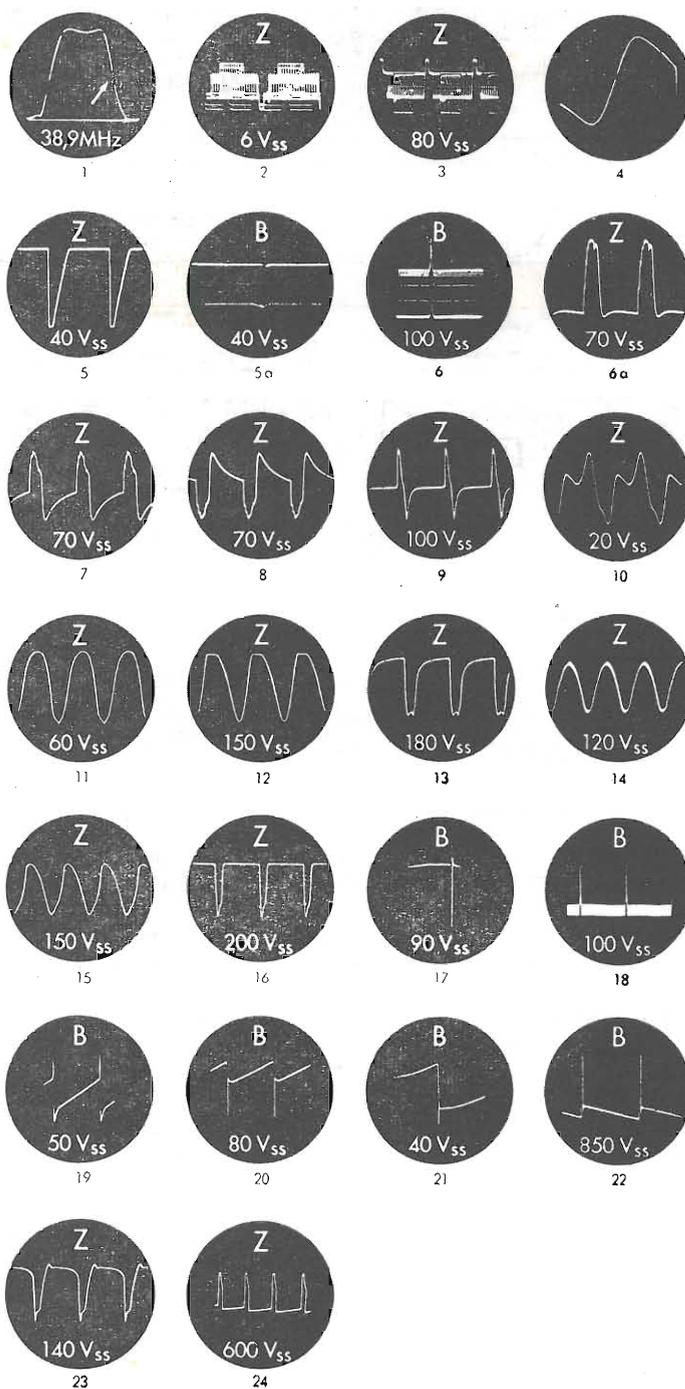
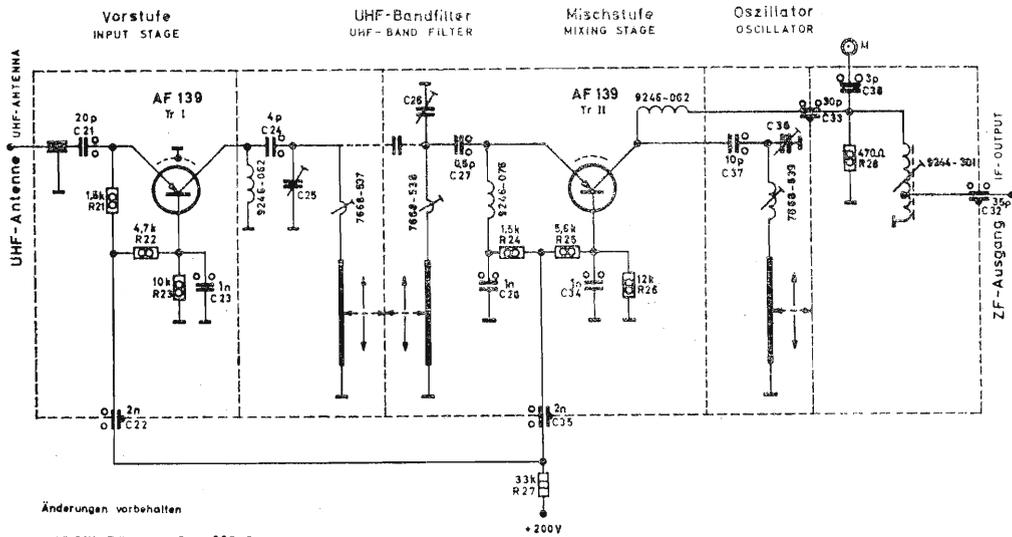
AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

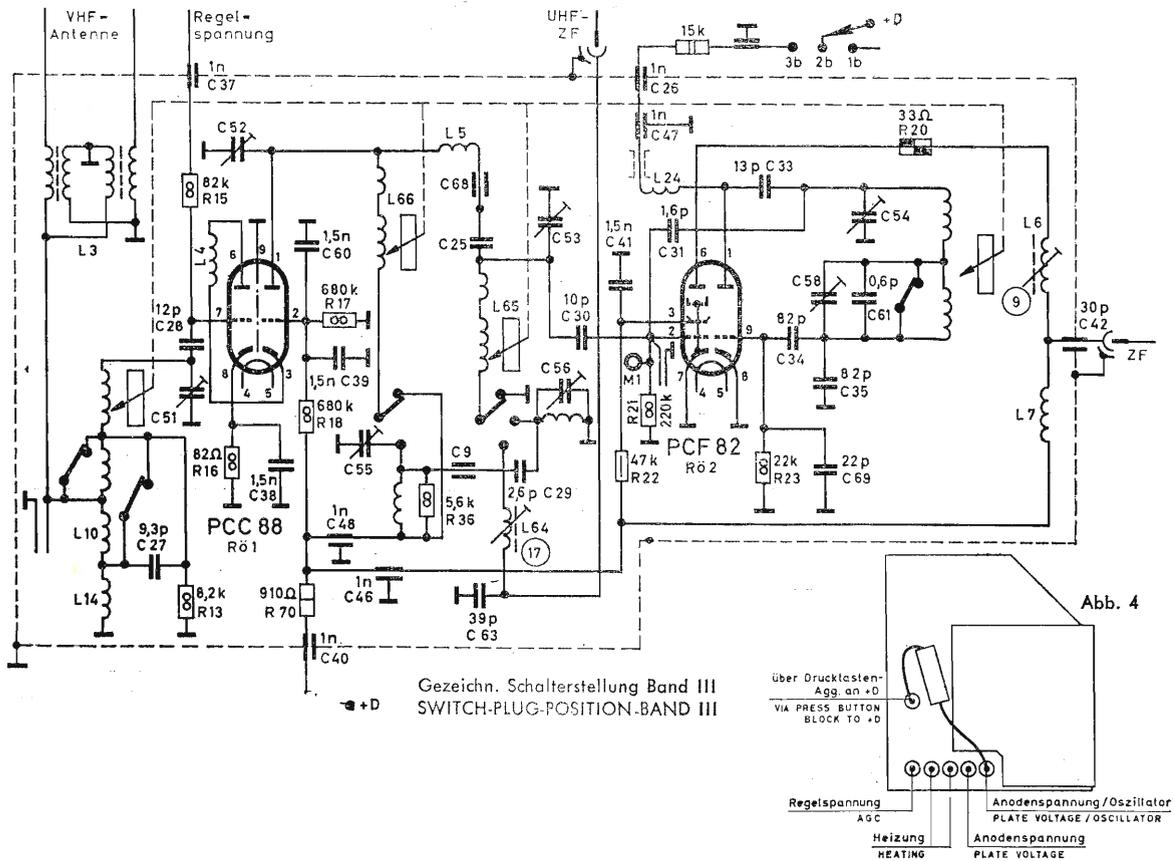
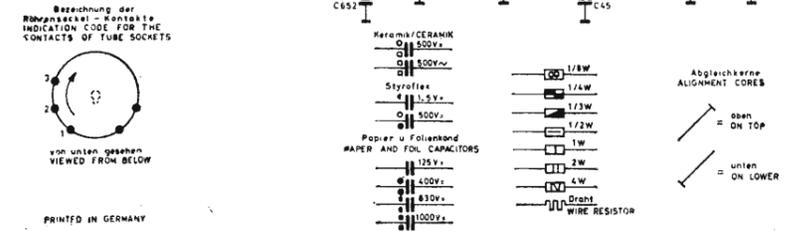
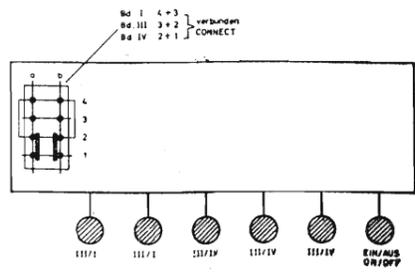
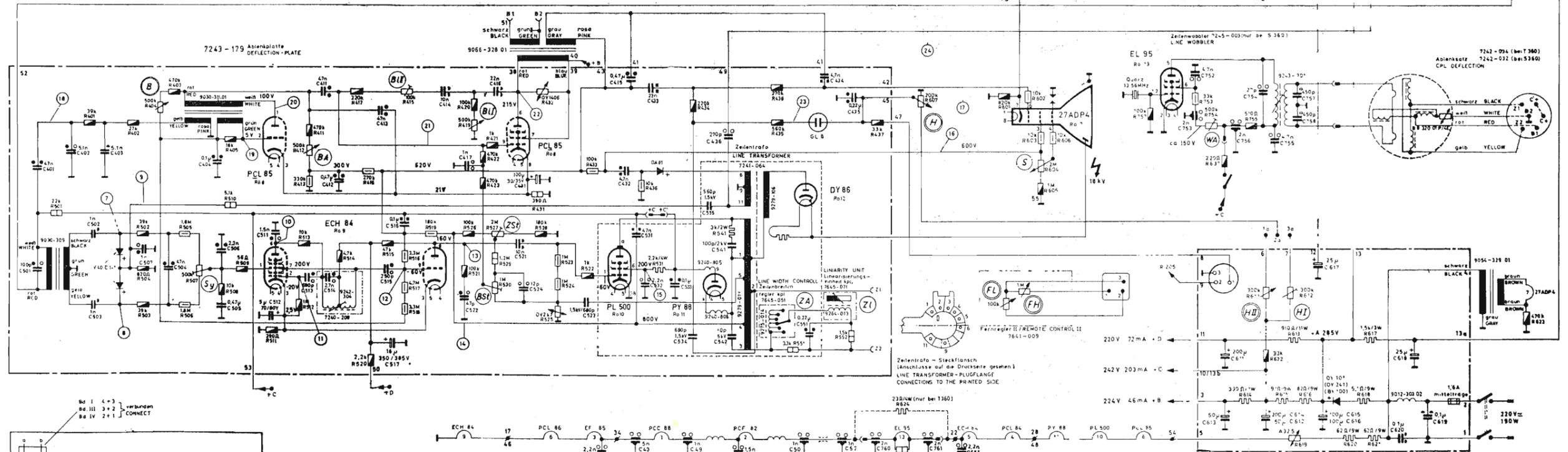
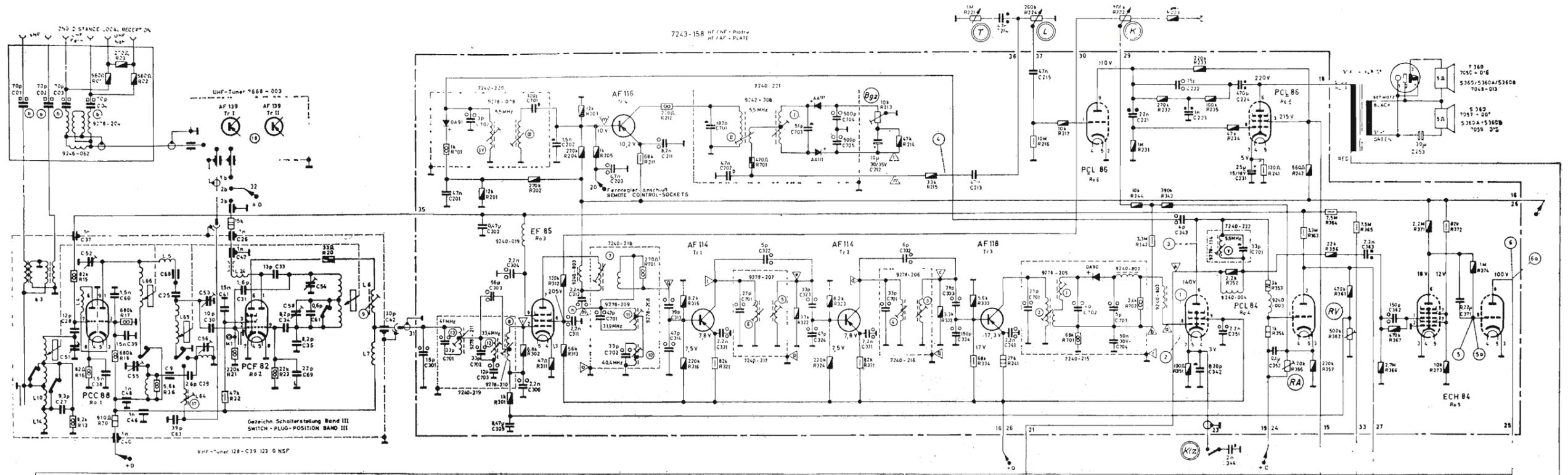
20129 MILANO

VIALE PREMUDA 38/a TEL. 79 57 62/63 - 78 07 30

TELEVISORE

GRUNDIG

Mod. T 360 - S 360 - S 360 A/B

UHF-Kanalwähler

UHF CHANNEL SELECTOR

Schema elettrico del ricevitore di TV GRUNDIG mod. T 360 - S 360 - S 360 A/B